

**VŠB – Technická univerzita Ostrava**  
**Fakulta elektrotechniky a informatiky**  
**Katedra kybernetiky a biomedicínského inženýrství**

**Spínaný napájecí zdroj s digitální zpětnovazební smyčkou  
a automatizovaným řízením**

Switching Mode Power Supply with Digital Feedback Loop  
and Automated Control System

**2018**

**Bc. Barbara Maludová**

## Zadání diplomové práce

Student:

**Bc. Barbara Maludová**

Studijní program:

N2649 Elektrotechnika

Studijní obor:

2612T041 Řídicí a informační systémy

Téma:

**Spínaný napájecí zdroj s digitální zpětnovazební smyčkou  
a automatizovaným řízením  
Switching Mode Power Supply with Digital Feedback Loop  
and Automated Control System**

Jazyk vypracování:

čeština

Zásady pro vypracování:

Napájecí zdroj tvoří neoddelitelnou součást většiny elektronických zařízení. Rozvoj spínaných zdrojů v posledních třech desetiletích umožnil jejich masové nasazení do výrobků spotřební elektroniky, což má pozitivní dopad na jejich rozměry a také cenu. Cenová dostupnost, a také parametry digitálních signálových procesorů pro řízení spínaných zdrojů, umožňuje další vývojový krok v této oblasti díky tomu, že nabízejí snadnou implementaci řídicích a regulačních algoritmů a přímou možnost automatického řízení. Úkolem této práce je implementovat digitální řídicí smyčku pro spínaný zdroj s využitím vybraného digitálního signálového procesoru a srovnání parametrů zdroje s tradičním analogovým řízením. Sestrojený zdroj by měl umožňovat automatizované řízení a sběr dat pomocí počítače s využitím software LabVIEW.

Body zadání:

1. Nastudování principu činnosti jednočinného propustného měniče.
2. Seznámení se s principy digitálního řízení spínaných zdrojů pomocí digitálních signálových procesorů.
3. Návrhy možných konstrukčních řešení jednočinného propustného měniče s výstupními parametry 60 V / 10 A.
4. Implementace digitální řídicí smyčky s využitím vhodného DSP mikrokontroléru.
5. Implementace systému automatizovaného řízení a sběru dat s využitím software LabVIEW.
6. Vybrané řešení prakticky realizujte, ověřte jeho funkčnost a dosažené parametry.
7. Zhodnocení a zdokumentování dosažených výsledků.

Seznam doporučené odborné literatury:

- [1] MICROCHIP. *Microchip*[online]. 1998 [cit. 2017-02-14]. Dostupné z: <http://www.microchip.com>.
- [2] BROWN, Marty. *Power supply cookbook*. 2nd ed. Boston: Newnes, c2001. ISBN 075067329X.
- [3] IBRAHIM, Dogan. *Microcontroller based applied digital control*. Hoboken, NJ: John Wiley, c2006. ISBN 978-0470863350.
- [4] NOVOTNÝ, Vlastislav. *Napájení elektronických zařízení*. Vyd. 2. Brno: Vysoké učení technické, 2000. Učební texty vysokých škol. ISBN 80-214-1737-4.
- [5] ERTUGRUL, Nesimi. *LabVIEW for electric circuits, machines, drives, and laboratories*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, c2002. ISBN 0130618861.
- [6] BITTER, Rick, Taqi MOHIUDDIN a Matt NAWROCKI. *LabVIEW advanced programming techniques*. 2nd ed. Boca Raton, FL: CRC Press/Taylor & Francis Group, c2007. ISBN 978-0849333255.



Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **doc. Ing. Petr Bilík, Ph.D.**

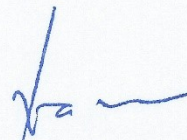
Datum zadání: 01.09.2017

Datum odevzdání: 30.04.2018



---

doc. Ing. Jiří Koziolek, Ph.D.  
*vedoucí katedry*



---

prof. Ing. Pavel Brandštetter, CSc.  
*děkan fakulty*

## Prohlášení studenta

„Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracovala samostatně. Uvedla jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpala.“

Datum odevzdání práce: 30. 4. 2018



Bc. Barbara Maludová

## Poděkování

Ráda bych poděkovala vedoucímu mé diplomové práce panu doc. Ing. Petru Bilíkovi, Ph.D za možnost pracovat na této diplomové práci, za ochotu, rady a připomínky. Také bych chtěla poděkovat kolegům z firmy SCG Czech Design Center s.r.o. za možnost konzultací na témata spojené s touto prací a za možnost využití prostorů této firmy.

## **Prohlášení zástupce spolupracující právnické nebo fyzické osoby**


Souhlasím se zveřejněním této diplomové práce dle požadavku čl. 26, odst. 9 Studijního a zkušebního řádu pro studium v magisterských programech VŠB–TU Ostrava.

Autor diplomové práce: Bc. Barbara Maludová

Název diplomové práce: Spínaný napájecí zdroj s digitální zpětnovazební smyčkou a automatizovaným řízením

V Rožnově pod Radhoštěm dne: 30. dubna 2018

**SCG Czech Design Center, s.r.o.**  
1. máje 2594  
756 61 Rožnov pod Radhoštěm  
Tel.: +420 571 754 100/111  
DIČ: CZ25739336 -8-

.....  


Ing. Petr Novobilský

## **Abstrakt**

Tématem této diplomové práce je návrh a realizace spínaného napájecího zdroje s digitální zpětnovazební smyčkou a automatizovaným ovládáním. První část je zaměřena na teoretický rozbor jednočinného propustného měniče, digitálního řízení zpětné vazby a teoretických návrhů možného konstrukčního řešení tohoto typu měniče. Práce dále obsahuje praktickou část, ve které jsou zpracovány návrhy a realizace jednočinného můstkového propustného měniče, digitální zpětné vazby s využitím mikrokontroléru dsPIC33EP64GS506 a implementace automatizovaného ovládání pomocí software LabVIEW.

## **Klíčová slova**

jednočinný propustný měnič, digitální, řízení, LabVIEW, MCU, FreeMASTER, automatizace, regulátor, zpětná vazba, DCM, CCM, proudová zpětná vazba

## **Abstract**

The theme of this master thesis is design and realization of switching power supply with digital control loop and automated control system. The first part is focused on theoretical analysis of forward converter, digital control loop and theoretical proposals of a possible design solution for this type of converter, digital feedback with using microcontroller dsPIC33EP64GS506 and implementation of automated control with software LabVIEW.

## **Key words**

forward converter, digital, control, LabVIEW, MCU, FreeMASTER, automatization, regulator, feedback, DCM, CCM, peak current control

# Obsah

Seznam použitých zkratk	8
Seznam obrázků	9
Úvod	11
1. Jednočinný propustný měnič	12
1.1. Režim CCM (nepřerušovaných proudů) a DCM (přerušovaných proudů)	13
2. Princip digitálního řízení a regulace zařízení	14
2.1. Napěťový mód zpětné vazby	15
2.2. Proudový mód zpětné vazby	16
3. Možné návrhy konstrukčních řešení jednočinného propustného měniče	17
3.1. Jednočinný propustný měnič s demagnetizačním vinutím	17
3.2. Jednočinný můstkový propustný měnič	19
4. Realizace vybraného jednočinného propustného měniče s výstupními parametry 60 V / 10 A	22
4.1. Transformátor a výstupní tlumivka	22
4.2. Výstupní kondenzátor	25
4.3. Výběr polovodičových prvků	26
4.4. Budič spínacích MOSFET tranzistorů	29
4.5. Ověření funkčnosti navrženého budiče	30
4.6. Návrh desky plošných spojů propustného můstkového měniče	31
4.7. Testování navržené DPS a dodatečné dimenzování součástek	33
5. Implementace digitální řídicí smyčky s využitím mikrokontroléru dsPIC33EP64GS50637	
5.1. Návrh a implementace algoritmu pro digitální řízení a základní princip jeho funkce ..	38
5.2. Návrh diskrétního regulátoru	39
5.3. Ověření stability soustavy a ověření funkčnosti digitální regulace	42
6. Automatizované řízení pomocí software LabVIEW	47
6.1. Základní koncept automatizovaného ovládání	47
6.2. Komunikace mezi MCU a LabVIEW s využitím softwaru FreeMASTER	47
6.3. Návrh přístrojového ovladače pro dané zařízení	48
6.4. Testování navrženého SW v kombinaci s navrženým HW	50
Závěr	52

Zdroje .....	53
Seznam příloh.....	55



## Seznam použitých zkratk

ADC	– analog-digital converter (analogově-digitální převodník)
CCM	– continuous current mode (režim nepřerušovaných proudů)
COM	– component object model (objektový model komponent)
CSV	– comma-separated values (hodnoty oddělené čárkami)
DAC	– digital-analog convertet (digitálně-analogový převodník)
DC	– direct current (stejnoseměrný proud)
DCM	– discontinuous current mode (režim přerušovaných proudů)
DPS	– deska plošných spojů
DSP	– digital signal processor (digitální signálový procesor)
EMI	– electro-magnetic interference (elektro-magnetická interference)
MCU	– microcontroller (mikrokontrolér)
PLL	– phase-locked loop (fázový závěs)
PWM	– pulse width modulation (pulsně šířková modulace)
SPI	– serial peripheral interface (sériové periferní rozhraní)
UART	– universal asynchronous receiver and transmitter (univerzální asynchronní přijímač a vysílač)

## Seznam obrázků

Obr. 1 Zjednodušené schéma jednočinného propustného měniče [19] .....	12
Obr. 2 Režim spojitých a přerušovaných proudů [7] .....	13
Obr. 3 Jednoduché blokové schéma otevřené smyčky [3] .....	14
Obr. 4 Jednoduché blokové schéma uzavřené smyčky [3] .....	14
Obr. 5 Zjednodušené schéma napětového módu zpětné vazby .....	15
Obr. 6 Zjednodušené schéma proudové zpětné vazby .....	16
Obr. 7 Ukázka zjednodušeného obvodu propustného měniče s demagnetizujícím vinutím .....	17
Obr. 8 Jednotlivé průběhy na propustném měniči s demagnetizačním vinutím [1] .....	19
Obr. 9 Zjednodušené schéma zapojení propustného můstkového měniče .....	20
Obr. 10 Jednotlivé průběhy na propustném můstkovém měniči [1] .....	20
Obr. 11 Navržené schéma budicího a řídicího obvodu bez MCU .....	29
Obr. 12 Jednotlivé průběhy navrženého budicího obvodu při maximální střídě 47 % .....	30
Obr. 13 Vrchní pohled na vyrobenou desku plošných spojů .....	31
Obr. 14 Spodní pohled na vyrobenou desku plošných spojů při testování jednotlivých parametrů desky .....	32
Obr. 15 Blokové schéma celkového zapojení .....	33
Obr. 16 Porovnání účinností při změnách vstupní cívky a diody PFC obvodu .....	33
Obr. 17 Průběh napětí (žlutě, citlivost kanálu nastavena na 50 V/dílek) na bulk kondenzátorech a primárního proudu (zeleně, citlivost kanálu nastavena na 2,5 A/dílek), časová základna nastavena na 5 ms/dílek .....	34
Obr. 18 Průběh napětí (žlutě, citlivost kanálu nastavena na 100 V/dílek) a proudu (zeleně, citlivost kanálu nastavena na 400 mA/dílek) na původní diodě (MSR860) PFC obvodu, časová základna nastavena na 500 ms/dílek .....	34
Obr. 19 Průběh napětí (žlutě, citlivost kanálu nastavena na 100 V/dílek) a proudu (zeleně, citlivost kanálu nastavena na 800 mA/dílek) po výměně diody (C3D04065A), časová základna nastavena na 500 ms/dílek .....	35
Obr. 20 Průběhy napětí na bulk kondenzátorech (žlutě, citlivost kanálu nastavena na 50 V/dílek) a primárního proudu (zeleně, citlivost kanálu nastavena na 2 A/dílek) při rychlé skokové změně zátěže ze 60 W na 600 W, časová základna nastavena na 50 ms/dílek .....	35
Obr. 21 Průběh maximálního výstupního napětí 60 V (žlutě, citlivost kanálu nastavena na 20 V/dílek) a proudu na diodě PFC obvodu (zeleně, citlivost kanálu nastavena na 1 A/dílek), časová základna nastavena na 1 μs/dílek .....	36
Obr. 22 Blokové schéma pro lepší přehlednost propojení mezi MCU a hlavní deskou obsahující můstkový propustný měnič a další obvody .....	37
Obr. 23 Zjednodušený vývojový diagram funkce main() .....	38
Obr. 24 Zjednodušený vývojový diagram pro inicializaci .....	39
Obr. 25 Průběh výstupního napětí (žlutě, citlivost kanálu nastavena na 10 V/dílek), výstupního proudu (zeleně, citlivost kanálu nastavena na 2 A/dílek) a výstupu DAC (modře, citlivost kanálu nastavena na 1 V/dílek), časová základna nastavena na 50 ms/dílek .....	42
Obr. 26 Zjednodušený vývojový diagram obsluhy přerušení .....	42
Obr. 27 Ukázka zapojení Bode 100 pro měření stability DC/DC měniče [20] .....	43
Obr. 28 Bodeho diagram .....	43

Obr. 29 Digitálně naprogramovaná rampa (modře, citlivost kanálu nastavena na 1 V/dílek) pro omezení zatěžování MCU napětovými překmity při resetu, časová základna nastavena na 20 ms/dílek.....	44
Obr. 30 Základní perioda PWM signál (fialově, citlivost kanálu nastavena na 1 V/dílek) při regulaci, časová základna nastavena na 5 $\mu$ s/dílek .....	45
Obr. 31 Prodlužující se perioda PWM signál (fialově, citlivost kanálu nastavena na 1 V/dílek) při zvýšení měřené hodnoty nad referenční hodnotu, časová základna nastavena na 5 $\mu$ s/dílek.....	45
Obr. 32 Přechody mezi proudovou (zeleně, citlivost kanálu nastavena na 900 mA/dílek) a napětovou (žlutě, citlivost kanálu nastavena na 4 V/dílek) zpětnou vazbou a ustálení regulace, časová základna nastavena na 50 ms/dílek.....	46
Obr. 33 Průběh při změně výstupního proudu (zeleně, citlivost kanálu nastavena na 2 A/dílek) ze 2 A na 10 A, průběh výstupního napětí (žlutě, citlivost kanálu nastavena na 6 V/dílek) a výstup DAC (modře, citlivost kanálu nastavena na 1 V/dílek), časová základna nastavena na 500 $\mu$ s/dílek .....	46
Obr. 34 Ukázka vytvořeného přístrojového ovladače pro spínaný zdroj .....	49
Obr. 35 Ukázka kódu pro vyčtení proměnné pomocí ActiveX .....	49
Obr. 36 Ukázka kódu pro nastavení proměnné pomocí ActiveX.....	50
Obr. 37 Uživatelské rozhraní vytvořeného programu .....	51

# Úvod

Ve 21. století jsou při výrobě elektronických zařízení a jejich zdrojů napájení kladeny mnohem vyšší požadavky než v minulosti. Jelikož je pro napájení většiny těchto zařízení potřeba využití stejnosměrného napětí, důraz je kladen především na dosažení co nejvyšší účinnosti při převodu střídavého napětí z rozvodné sítě na napětí stejnosměrné a na nezávislost kolísání výstupního napětí, jak při změnách vstupního napětí či změnách zatěžovacího proudu. Vznikají tak stále nové a propracovanější spínané zdroje. Největší výhodou spínaných zdrojů je práce v impulsním režimu, kdy dosahuje odebíraný impulsní výkon mnohem vyšších hodnot, než je možné u standardních zdrojů pracujících v lineárním režimu.

Náročnost spotřebních zařízení se také projevuje v požadavcích na stabilitu výstupního napětí, zavádí se tedy zpětná vazba pro možnost regulace nežádáných jevů. V dnešní době začíná převažovat digitální zpětná vazba nad analogovou a je tudíž možnost realizace digitálního řízení zpětné vazby, což může být u mnoha aplikací velmi výhodné. V kombinaci s možností automatizovaného ovládání spínaného zdroje se poté jedná o velmi sofistikované zařízení, které má v současnosti a při nástupu Průmyslu 4.0 na trhu své podstatné místo.

Zadáním diplomové práce bylo navrhnout a realizovat spínaný zdroj s digitální zpětnou vazbou a digitálním řízením s možností automatizovaného ovládání pomocí software LabVIEW.

První část této práce se zabývá teoretickým rozбором dané problematiky. V první kapitole je teoreticky rozebrán základní princip jednočinného propustného měniče a dva základní pracovní režimy při různém odběru proudů, tj. nepřerušovaných a přerušovaných proudů. Následuje druhá kapitola, která pojednává o základním principu digitálního řízení a regulace zařízení a opět jsou zde stručně teoreticky popsány dva základní typy zpětné vazby, a to napěťový a proudový mód. Třetí kapitola se zabývá dvěma základními typy jednočinného propustného měniče a možnostmi jejich využití. Tato kapitola je přechodem mezi teoretickou a praktickou částí, jelikož obsahuje teoretické návrhy.

Čtvrtou kapitolou začíná druhá část diplomové práce, která se zabývá praktickou realizací. Jsou zde popsány nutné výpočty pro realizaci jednočinného propustného měniče s výstupními parametry 60 V / 10 A. Kapitola je rozdělena do několika podkapitol a každá z nich se zabývá jednotlivě návrhy a realizací různých částí obvodů. Pátá kapitola se zabývá implementací digitální řídicí smyčky s využitím mikrokontroléru. Obsahuje popis navrženého algoritmu a jeho základních funkcí, a také popis návrhu a realizace diskrétního regulátoru pro digitální zpětnou vazbu. Poslední šestá kapitola obsahuje realizaci automatizovaného řízení pomocí LabVIEW, kde je popsán základní koncept automatizovaného spínaného zdroje a je zde popsán základní princip komunikace se zařízením, nachází se zde také návrh a realizace přístrojového ovladače a také ukázkového programu pro představu, jak může výsledné spojení spínaného zdroje, mikrokontroléru a LabVIEW fungovat.

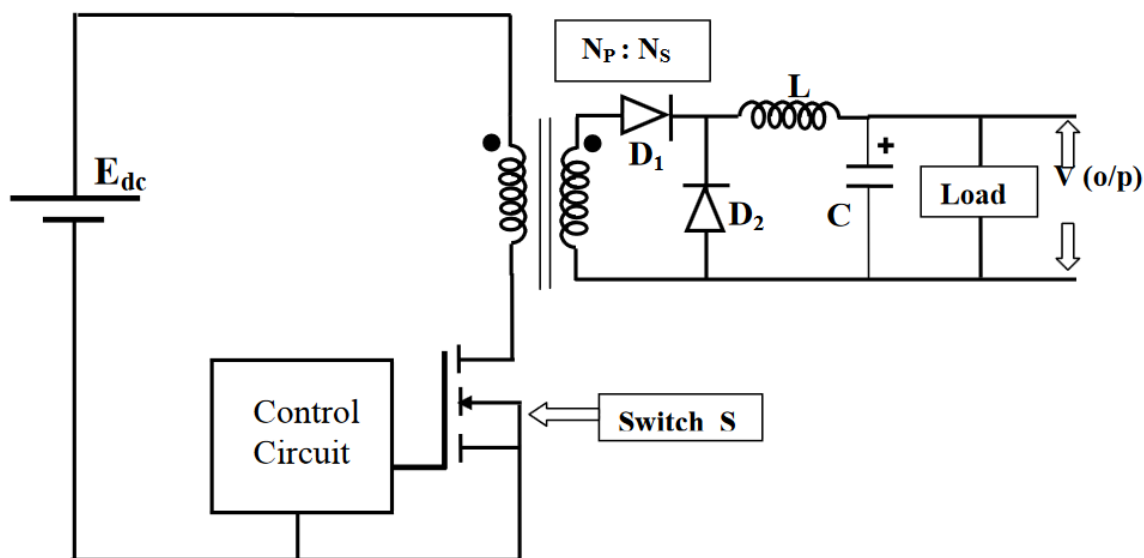
Výsledky jsou poté zhodnoceny a zdokumentovány pomocí obrázků a grafů.



# 1. Jednočinný propustný měnič

Jednočinný propustný měnič je obecně řazen mezi stejnosměrné měniče, tzv. DC/DC měniče s transformátorem. Měnič se nazývá propustným, jelikož je díky využití transformátoru schopný převádět vstupní napětí nejen z vyššího na nižší, ale i naopak. Charakteristickým znakem tohoto typu měniče je možnost pracovat pouze v jednom kvadrantu, tudíž zátěž se vždy chová pouze jako spotřebič (např. televize) a nikoliv jako generátor (např. motor). Základní princip se zakládá na tom, že proud, který prochází primárním vinutím zároveň prochází i vinutím sekundárním. K přenosu energie transformátoru z primární na sekundární stranu dochází pouze během jedné periody.

Propustný měnič se typicky skládá z řídicí elektroniky (regulační obvody) a silového obvodu. Běžné rozdělení je určeno dle demagnetizace jádra transformátoru. Demagnetizace může probíhat pomocí Zenerovy diody, s využitím demagnetizačního vinutí, nebo s využitím standardních diod u můstkového propustného měniče. Propustný měnič byl vytvořen pro možnost regulace elektrické energie, při které je přeměňováno stejnosměrné vstupní napětí  $U_1$  opět na stejnosměrné výstupní napětí  $U_2$ . [1], [2]



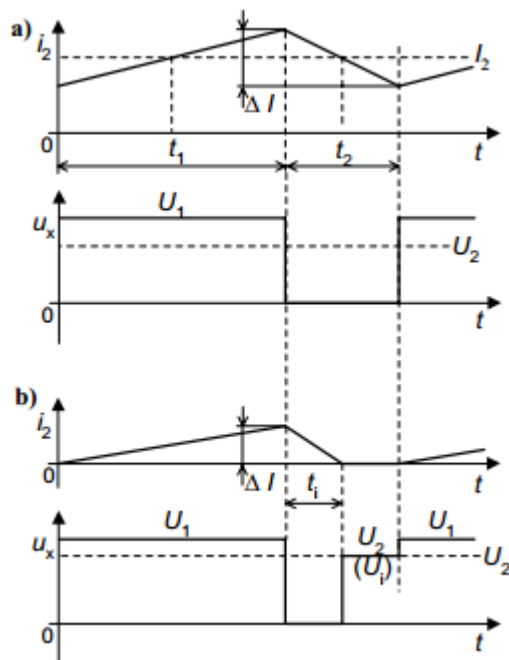
Obr. 1 Zjednodušené schéma jednočinného propustného měniče [19]

## 1.1. Režim CCM (nepřerušovaných proudů) a DCM (přerušovaných proudů)

U jednočinného propustného můstkového měniče, zjednodušeně platí předpoklad, že výstupní proud a jeho střední hodnota jsou konstantní. Proto je potřeba se zaměřit také na situaci a s ní spojené jevy, které v měniči nastávají při různém odběru proudu, a také na to, jak jej ovlivňuje chování střídavy  $\delta$ . U výstupních svorek měniče lze měřit  $u_z(t)$ , které má střední hodnotu  $U_Z$  a vytéká jimi proud, který má pilovitý zvlněný průběh.

CCM režim popisuje stav, kdy energie nashromážděná ve výstupní cívce mezi spínacími cykly nikdy neklesne na nulovou hodnotu, tzn. v době kdy je tranzistor vypnutý prochází v ustáleném stavu přes výstupní cívku  $L_1$  specifický konstantní proud  $I_{VÝSTUPNÍ}$ . Konstantní hodnota je udržena pomocí výstupní cívky  $L_1$ . Proud se poté uzavírá přes zátěž a diodou  $D_2$ , ta je v takovou chvíli otevřená, napětí na vinutích transformátoru a proud na sekundárním vinutí jsou v tomto momentě nulové. Režim CCM byl využit i v této diplomové práci.

Režim DCM, je děj popisující okamžik, kdy proud výstupní cívkou klesne na nulovou hodnotu. Tato situace může nastat, když například poklesne střední hodnota odebíraného proudu zátěží. Jelikož stejnosměrný proud zátěží je roven střední hodnotě proudu na výstupní indukčnosti  $L$ , tak v případě, že bude odebírán malý stejnosměrný proud zátěží, ale výstupní indukčnost se bude nabíjet dostatečně dlouho, až bude hodnota středního proudu vysoká, mělo by dojít ke snížení hodnoty na správnou hodnotu, a tudíž zkrátit dobu vybití indukčnosti. Tato situace způsobí změnu času vybíjení a určitý okamžik nebude indukčností protékat žádný proud. [19]



Obr. 2 Režim spojitých a přerušovaných proudů [7]

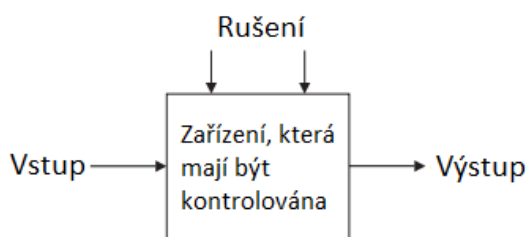
## 2. Princip digitálního řízení a regulace zařízení

Řídící technika se zabývá řízením dynamického systému nebo zařízení. Za dynamický systém můžeme považovat mechanický, elektrický, tekutinový, tepelný systém či kombinaci dvou nebo více těchto systémů. V případě, že známe vstupy a počáteční podmínky, můžeme pomocí diferenciálních rovnic vypočítat výstupy systémů.

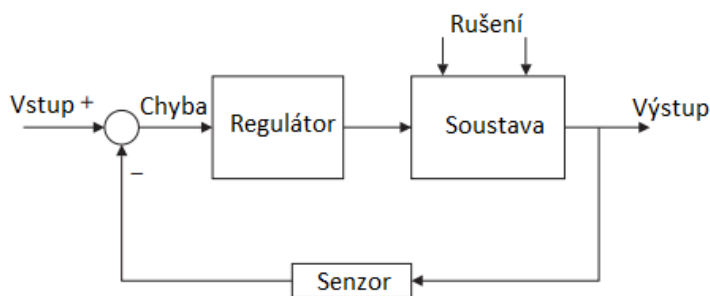
Systém může být typu SISO (Single-Input, Single-Output), nebo typu MIMO (Multiple-Inputs, Multiple-Outputs) v případě otevřené smyčky nemůžeme zařídit regulaci závislou na výstupní veličině, řízení probíhá za pomoci řídicího technika.

Druhým případem je uzavřená smyčka, nebo takové řízení pomocí zpětné vazby, kdy měříme výstup systému pomocí senzoru a poté srovnáváme s požadovanou veličinou, toto probíhá pomocí tzv. regulátoru.

Uzavřené smyčky mají výhodu vyšší přesnosti oproti otevřeným smyčkám. Jsou také méně citlivé k rušením. Měření například napětí či proudu probíhá analogově a signál je pomocí A/D převodníku v MCU převeden do digitální podoby. [3]



Obr. 3 Jednoduché blokové schéma otevřené smyčky [3]



Obr. 4 Jednoduché blokové schéma uzavřené smyčky [3]

U digitálního řízení a regulace je oproti analogové metodě velká výhoda ve využití méně elektronických součástek, v programovatelnosti, jednoduchém redesignu algoritmů, kratšímu návrhovému cyklu, menší náchylnosti ke stárnutí, možnosti využití umělé inteligence a komunikačního přizpůsobení. Nevýhodou však může být velká náchylnost k rušení digitálních obvodů. U návrhu regulace jde tedy vždy o to určit, která metoda bude pro dané využití vhodnější.

## 2.1. Napět'ový mód zpětné vazby

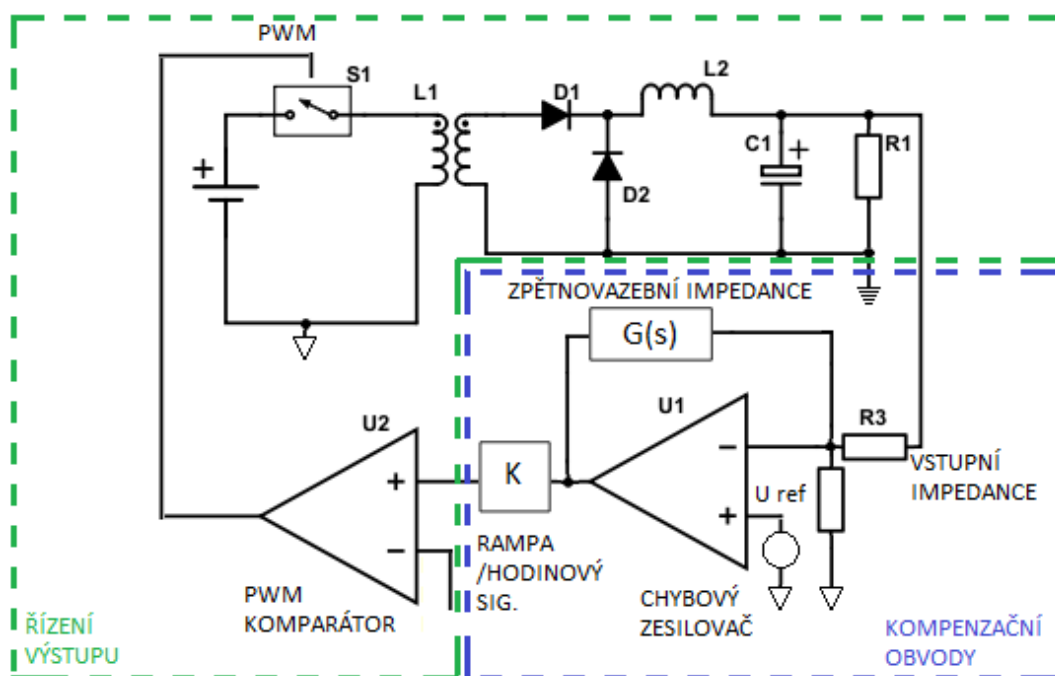
Největší rozdíl mezi napět'ovým a proudovým módem zpětné vazby je ve způsobu generování signálu PWM. U napět'ového módu je generování PWM zajištěno pomocí komparátoru, který porovnává dva signály, prvním vstupním signálem vedoucím na invertující vstup je tzv. rampový signál (hodinový signál, který je neměnný), druhým signálem, který signál přivedený na neinvertující vstup je odezva chybového zesilovače, ve kterém se porovnává výstupní napětí s nastaveným referenčním napětím, viz Obr. 5.

Pomocí pilového signálu je definována spínací frekvence měniče. Díky chybovému napětí definujeme rozhodovací úroveň daného komparátoru. Na začátku každé periody je definováno, že rampový signál je nižší než chybové napětí a výstup PWM komparátoru tedy generuje PWM signál o logické úrovni 1. Změna této úrovně PWM signálu nastává ve chvíli, kdy je rampový signál vyšší nebo roven chybovému signálu.

Když dojde ke zvýšení hodnoty výstupního napětí, sníží se hodnota chybového napětí. Snížením této hodnoty je zapříčiněno, že rampový signál dosáhne komparační úrovně dříve. Tímto okamžikem se sníží hodnota střidy PWM. Snížení hodnoty střidy sníží i hodnotu výstupního napětí.

Na Obr. 5 lze vidět zjednodušené schéma zapojení. V případě digitální regulace je chybový zesilovač zastoupen ADC převodníkem a referenční hodnotou se kterou je hodnota z ADC porovnávána. Výsledná výstupní hodnota je dále přivedena na DAC a poté je výstup DAC připojen na vstup PWM.

[4]



Obr. 5 Zjednodušené schéma napět'ového módu zpětné vazby



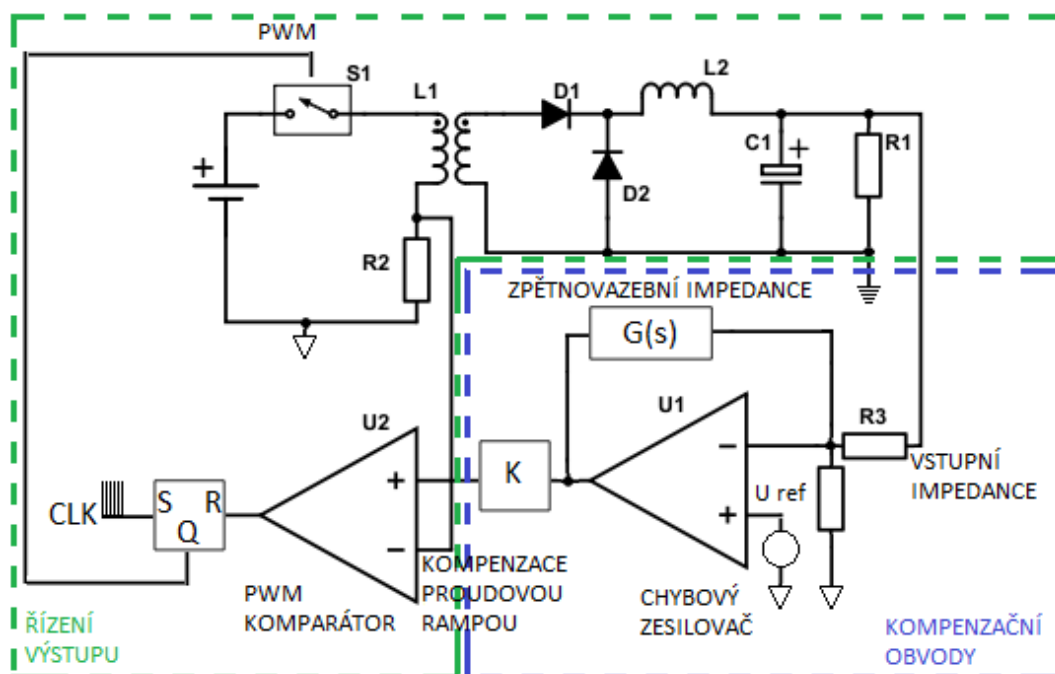
## 2.2. Proudový mód zpětné vazby

U proudového módu zpětné vazby dochází k rozšíření napětového módu o snímání proudu procházejícího primárním vinutím transformátoru přes  $R_2$ . Místo hodinového signálu použitého jako reference u PWM komparátoru u napětového módu je zde na invertující vstup přiveden signál z primárního vinutí, kde je snímán proud, který tvoří tzv. proudovou rampu a vytváří tak i kompenzaci pro regulaci. Na neinvertující vstup je přiveden opět signál z chybového zesilovače.

Princip spočívá v řízení rampového proudového signálu. V případě snížení snímaného výstupního napětí, které nastane vlivem poklesu napájecího napětí, reaguje chybový zesilovač tak, že zvýší hodnotu vystupujícího signálu. Při snížení výstupního napětí při konstantní zátěži dochází ke snížení proudu protékajícího primárním vinutím.

Změna je tedy závislá na obou veličinách jak proudu, tak napětí. Odezva proudového módu probíhá mnohem rychleji než odezva módu napětového, z důvodu, že výstupní signál chybového zesilovače vnější napětové smyčky je dán rychlostí jeho odezvy, a proto ovlivní změnu střídý později než vnitřní proudová zpětná vazba. Proudová zpětná vazba působí na změnu střídý téměř okamžitě. Analogicky opačně obvod funguje při vzrůstu napětí.

Digitálně jsou části obvodu nahrazeny stejnými periferiemi MCU jako v případě napětové zpětné vazby. [1]



Obr. 6 Zjednodušené schéma proudové zpětné vazby

### 3. Možné návrhy konstrukčních řešení jednočinného propustného měniče

Pro návrh a realizaci jednočinného propustného měniče je možno uvažovat mezi dvěma základními topologiemi zapojení. Prvním je jednočinný propustný měnič s demagnetizačním vinutím a druhým typem je jednočinný můstkový propustný měnič. Níže v kapitolách 3.1 a 3.2 je popsán základní princip těchto metod.

Pro realizaci této diplomové práce byl vybrán jednočinný můstkový propustný měnič. Jelikož je navržen tak, že dokáže více tlumit parazitní napěťové překmity oproti měniči s demagnetizačním vinutím a je tedy vhodnější pro vyšší výkony, v tomto případě pro výkon až 600 W.

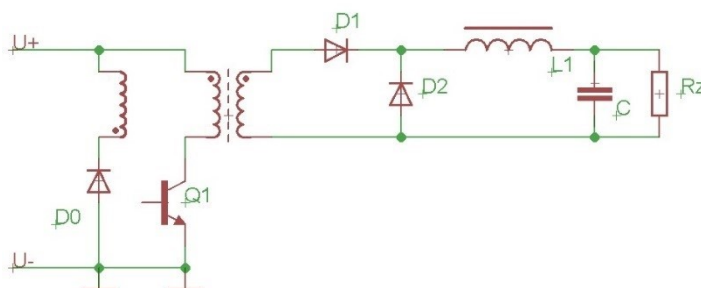
#### 3.1. Jednočinný propustný měnič s demagnetizačním vinutím

Tento typ měniče pracuje periodicky tzn. s pevným spínacím kmitočtem. První úsek periody, čas  $0 - \delta T$ , zajišťuje přímé předání energie transformátoru z primární strany na sekundární stranu, odkud dále proud prochází diodou D1 a vinutím tlumivky L1 do zátěže. V druhé části periody, při vypnutí tranzistoru je proud stále dodáván do zátěže, jelikož jako zdroj v této chvíli pracuje tlumivka L1, kde se nahromadila energie v magnetickém poli a proud se uzavírá přes diodu D2, viz Obr. 7.

V první fázi se činnost transformátoru podobá impulznímu transformátoru, avšak s tím rozdílem, že dioda D1 umožňuje přenášet proud pouze jedné polarity. Tímto způsobem je tedy zátěž oddělena od transformátoru a při vypnutí tranzistoru i od zdroje.

V momentě sepnutého tranzistoru prochází proud ze zdroje přes primární vinutí transformátoru po dobu  $\delta T$ , a poté se transformuje do sekundárního vinutí. Na sekundárním vinutí proud prochází přes diodu D1 a vinutím výstupní cívky do zátěže. V časovém úseku  $(1-\delta) \cdot T$  vypnutého tranzistoru, je proud nahromaděný v magnetickém poli výstupní cívky přenesen do zátěže a přes diodu D2 se uzavírá.

Proud procházející primárním vinutím transformátoru se skládá ze dvou složek. Z magnetizačního proudu, který vytváří magnetické pole v jádru transformátoru a je jen malou složkou proudu v primárním vinutí, a dále proudu transformovaného do zátěže. [1]



Obr. 7 Ukázka zjednodušeného obvodu propustného měniče s demagnetizujícím vinutím

Dodání magnetizačního proudu probíhá ze zdroje. V době sepnutí tranzistoru odpovídá jeho hodnota lineární závislosti na čase [7]:

$$i_{\mu}(t) = \frac{U_1 \cdot t}{L_1} \quad [A] \quad (3.1)$$

$U_1$  ... [V] vstupní napětí

$t$  ... [s] čas

$L_1$  ... [H] primární indukčnost

V době vypnutí tranzistoru magnetizační proud poklesne na nulovou hodnotu. Dále také vlivem Lenzova zákona dojde k opačné orientaci napětí na transformátoru, dioda D1 je tedy polarizována v tuto chvíli v závěrném směru a neprochází přes ní žádný proud.

Mezi magnetizačním, primárním a sekundárním proudem platí vztah [7]:

$$N_1 \cdot i_1 + N_2 \cdot i_2 = N_1 \cdot i_{\mu} \quad [A \cdot \text{závit}] \quad (3.2)$$

$N_1$  ... [-] počet závitů na primárním vinutí

$N_2$  ... [-] počet závitů na sekundárním vinutí

napět'ový transformační poměr lze odvodit z rovnice:

$$U_0 = \frac{U_1}{n} \cdot \delta \quad [V] \quad (3.3)$$

$n$  ... [-] převodní poměr

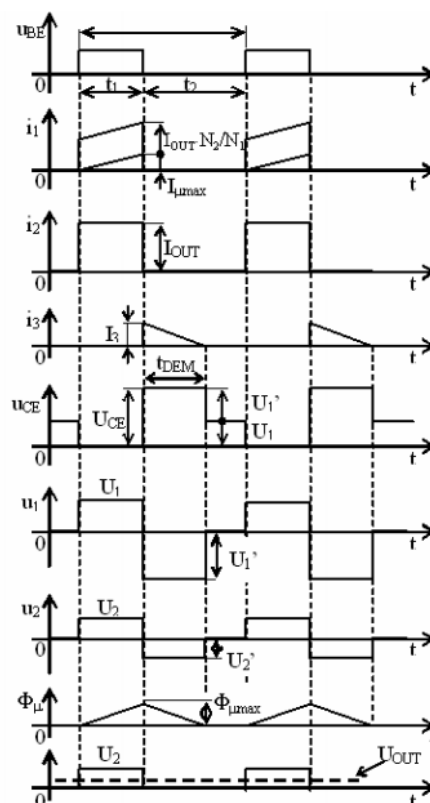
$\delta$  ... [-] střída

napět'ový transformační poměr:

$$n = \frac{U_1}{U_0} \cdot \delta \quad [V] \quad (3.4)$$

Hodnota  $U_1$  se může pohybovat jen v určitých mezích, kterým odpovídá určitá hodnota střídý  $\delta$ .

$$\frac{U_{1max}}{U_{1min}} = \frac{\delta_{max}}{\delta_{min}} \quad [-] \quad (3.5)$$



**Obr. 8** Jednotlivé průběhy na propustném měniči s demagnetizačním vinutím [1]

$U_{BE}$  ... [V] napětí na tranzistoru (přechod báze-emitor)

$I_1$  ... [A] proud tekoucí primárním vinutím transformátoru

$I_2$  ... [A] proud tekoucí sekundárním vinutím transformátoru

$U_{CE}$  ... [V] napětí na tranzistoru (přechod kolektor-emitor)

$U_2$  ... [V] napětí na sekundární straně vinutí transformátoru

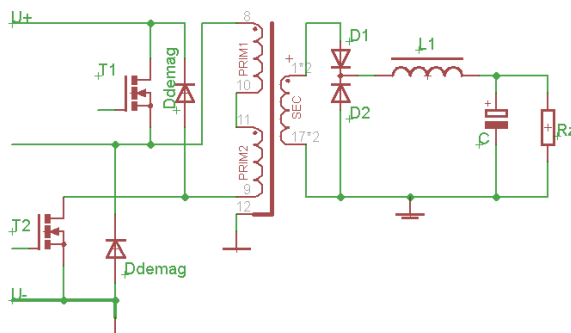
### 3.2. Jednočinný můstkový propustný měnič

Tento typ měniče pracuje na stejném principu jako výše zmíněný měnič s demagnetizačním vinutím, avšak demagnetizační vinutí již není potřebné, jelikož je nahrazeno dvěma diodami. Po vypnutí tranzistoru primárním vinutím prochází pouze magnetizační proud. Primární vinutí se tedy samo připojí na napětí  $U_1$ , které má opačnou polaritu než v čase periody při sepnutých tranzistorech.

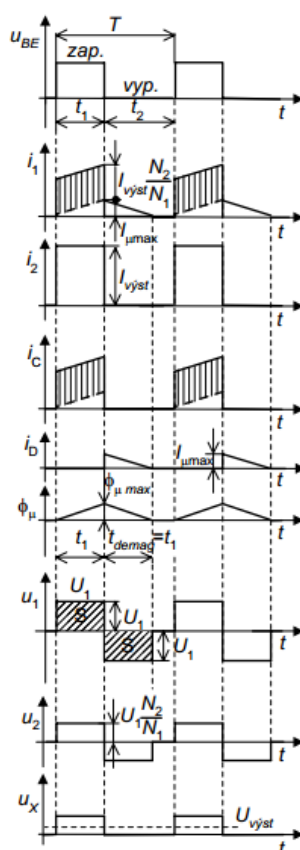
Toto zapojení je oproti propustnému měniči s demagnetizačním vinutím výhodnější, jelikož v obvodu nevznikají takové vysoké napěťové překmity při vypínání tranzistorů. Velkou nevýhodou je fakt, že při demagnetizaci jádra transformátoru se energie nevrací zpět do zdroje, ale vytrácí se v podobě tepla na demagnetizačních diodách.



Měnič je vzhledem k absenci parazitních napětíových špiček vhodný i pro velké výkony (desítky až stovky kW).



Obr. 9 Zjednodušené schéma zapojení propustného můstkového měniče



Obr. 10 Jednotlivé průběhy na propustném můstkovém měniči [1]

Z výše uvedených průběhu na tomto typu měniče lze vidět, že integrál primárního napětí  $U_1$  v době  $t_1$  odpovídající  $\delta T$  je roven integrálu pro dobu  $t_{\text{demag}}$ , která odpovídá času  $(1-\delta) \cdot T$ , z toho plyne rovnice [1]:

$$U_1 \cdot \delta \cdot T = U_1 \cdot (1 - \delta) \cdot T \quad [V \cdot s] \quad (3.6)$$

dále tedy platí:

$$\delta \cdot T = (1 - \delta) \cdot T \quad [s] \quad (3.7)$$

časový úsek  $(1 - \delta) \cdot T \geq \delta \cdot T$ , z této podmínky plyne, že je střída  $\delta \leq 0,5$ . Pro střidu  $\delta = 0,5$ , platí že  $t = T/2$  a  $T$  je perioda spínání tohoto měniče. Pro hodnotu magnetizačního proudu tedy platí [1]:

$$i_{\mu max} = \frac{U_1 \cdot T}{2 \cdot L_1} \quad [A] \quad (3.8)$$

indukční zákon udává tedy vztah pro primární a sekundární napětí transformátoru:

$$u_1(t) = N_1 \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad [V] \quad (3.9)$$

$$u_2(t) = N_2 \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad [V] \quad (3.10)$$

$\phi$  ... [Wb] magnetický indukční tok v jádře transformátoru

při úpravě rovnic 3.9 a 3.10 získáme:

$$u_2(t) = \frac{N_2}{N_1} \cdot u_1(t) \quad [V] \quad (3.11)$$

úprava pro střední hodnotu:

$$U_{výst} = \frac{N_2}{N_1} \cdot U_1 \cdot \delta \quad [V] \quad (3.12)$$

z důvodu  $\delta_{max} = 0,5$ , dosahuje maximální napětí na výstupu:

$$U_{výst} = \frac{N_2 \cdot U_1}{N_1 \cdot 2} \quad [V] \quad (3.13)$$

## 4. Realizace vybraného jednočinného propustného měniče s výstupními parametry 60 V / 10 A

U zapojení můstkového propustného měniče bylo v tomto případě využito dvou spínacích MOSFET tranzistorů. Tato topologie využívá takzvaného tvrdého spínání, kdy dochází ke spínání tranzistorů při jejich plném napěťovém zatížení. Jedná se o běžnou topologii, nevyužívající při návrhu žádné speciální požadavky na řízení, či topologii samotnou.

U metody tvrdého spínání dochází k jednoduché implementaci na úkor vyšších ztrát při spínání tranzistorů, ke kterým dochází u můstkového propustného měniče v případě maximálního vstupního napětí  $U_1$ . Jedná se o nepoužívanější topologii.

V této kapitole jsou dále uvedeny důležité a základní výpočty, které jsou stěžejní při návrhu tohoto měniče. [1]

### 4.1. Transformátor a výstupní tlumivka

Při návrhu tohoto měniče byly v diplomové práci zvoleny tyto vstupní parametry, a to spínací frekvence daného měniče  $f = 110 \text{ kHz}$ , minimální a maximální vstupní stejnosměrné napětí v rozsahu  $U_{1\min} = 370 \text{ V}$  až  $U_{1\max} = 410 \text{ V}$ , maximální výstupní napětí je zvoleno  $U_{2\max} = 60 \text{ V}$ , maximální konstantní odběr  $I_{\text{výstpní}} = 10 \text{ A}$ . Maximální hodnota střídě byla zvolena na  $D_{\max} = 0,47$ .

Vstupní efektivní napětí při maximální střídě 0,47 je:

$$U_{1ef} = U_{1\text{bulk-min}} \cdot \frac{D_{\max}}{100} = 370 \cdot \frac{0,47}{100} = 173,9 \text{ V} \quad (4.1)$$

$U_{1\text{bulk-min}} \dots [\text{V}]$  minimální možné napětí na bulk kondenzátoru

Počet závitů primárního vinutí:

$$N_1 = \frac{U_{1\text{bulk-max}} \cdot T \cdot \frac{D_{\max}}{100}}{B_m \cdot S_{\text{jádra}}} = \frac{410 \cdot 0,000009 \cdot \frac{0,47}{100}}{0,28 \cdot 0,000173} = 36,165 \quad (4.2)$$

$B_m \dots [\text{T}]$  maximální sycení jádra (zvolena typická hodnota)

$T \dots [\text{s}]$  perioda spínání

$S_{\text{jádra}} \dots [\text{mm}^2]$  průřez jádra transformátoru

Počet závitů sekundárního vinutí:

$$N_2 = \left( \frac{U_{2max}}{U_{1ef}} \right) \cdot N_1 = \left( \frac{60}{173,9} \right) \cdot 36,165 = 12,478 \quad (4.3)$$

$U_{2max}$  ... [V] maximální výstupní napětí

Velikost magnetizačního proudu na primárním vinutí:

$$I_{mag} = \frac{U_{1ef}}{f \cdot L_1} = \frac{173,9}{110000 \cdot 0,00515} = 0,310 \text{ A} \quad (4.4)$$

$f$  ... [Hz] spínací frekvence

$L_1$  ... [H] indukčnost primárního vinutí transformátoru, viz rovnice (3.8)

Efektivní hodnota primárního proudu:

$$I_{1ef} = \left( \frac{N_2}{N_1} \cdot I_{2ef} \right) + I_{mag} = \left( \frac{12,478}{36,165} \cdot 7 \right) + 0,310 = 2,7 \text{ A} \quad (4.5)$$

$I_{2ef}$  ... [A] efektivní hodnota sekundárního proudu (zvolena)

Maximální proud primárním vinutím:

$$I_{1max} = \frac{I_{LMAX}}{N} = \frac{11,5}{2,6} = 4,4 \text{ A} \quad (4.6)$$

$I_{LMAX}$  ... [A] maximální proud cívkou, viz rovnice (3.14)

$N$  ... [-] převodní poměr

Minimální proud v primárním vinutím:

$$I_{1min} = \frac{I_{LMIN}}{N} = \frac{8,5}{2,6} = 3,2 \text{ A} \quad (4.7)$$

$I_{LMIN}$  ... [A] minimální proud cívkou, viz rovnice (3.15)

Při návrhu transformátoru se volí magnetizační proud maximálně 10 % z proudu  $I_{\text{MAX}}$ . Zvoleno bylo tedy  $I_{\mu} = 0,34 \text{ A}$ .

Indukčnost primárního vinutí transformátoru je tedy:

$$L_1 = \frac{U_{1\text{bulk-max}} \cdot D_{\text{max}} \cdot T}{I_{\mu}} = \frac{410 \cdot 0,47 \cdot 0,000009}{0,34} = 5,15 \text{ mH} \quad (4.8)$$

Indukčnosti sekundárního vinutí transformátoru je tedy:

$$L_2 = \frac{L_1}{n^2} = \frac{0,00515}{2,6^2} = 650 \text{ } \mu\text{H} \quad (4.9)$$

$n \dots [-]$  převodní poměr

Vypočtené hodnoty indukčnosti byly také ověřeny praktickým měřením, kdy se hodnoty indukčností naměřené a vypočtené lišily pouze v setinách.

Pro výrobu transformátoru na míru bylo zvoleno jádro od firmy EPCOS ve tvaru ETD a typu 44\_22\_15 [13]. Pro dosažení nejnižšího ztrátového výkonu v jádře byl vybrán materiál N97, což je měkký práškový feritový materiál, který obsahuje příměs MnZn.

Po kontrolu byly přepočítány závity pro konkrétní typ jádra transformátoru, výsledky se shodovaly s vypočítanými závity, viz rovnice (3.1 a 3.2).

Pro návrh vhodného vodiče pro výrobu transformátoru je potřeba uvažovat jeho skin efekt u obou vinutí. V případě měděného vodiče můžeme uvažovat, že hloubka vniku je tedy rovna [1]:

$$\sigma = \frac{75}{\sqrt{f}} = \frac{75}{\sqrt{110000}} = 0,23 \text{ mm} \quad (4.10)$$

Dále bylo potřeba vypočíst maximální průřez vodiče, který by měl odpovídat pravidlu  $d < 2 \cdot \sigma$  [1], v případě, že je průměr větší slouží hodnota  $2 \cdot \sigma$  jako maximální hodnota průřezu jednoho vodiče a celkový vodič se skládá z několika takovýchto vodičů, takzvaného svazku. Obecným výpočtem pro průměr vyšlo, že potřebný průměr vodiče pro primární vinutí je 0,95 mm a 1,5 mm pro vinutí sekundární, proto byly vytvořeny svazky vodičů, kde jednotlivé vodiče měly průměr 0,52 mm s izolací. První svazek byl tvořen čtyřmi vodiči, druhý svazek 10 vodiči. Celková délka vodiče pro primární vinutí byla 12 m a pro vinutí sekundární 10 m.

Transformátor byl kvůli co nejlepšímu rozložení v okně jádra navinut, tak že primární vinutí bylo vinuto paralelně, tudíž první byla navinuta půlka primárního vinutí následovala izolační vrstva z kaptonu, dále sekundární vinutí, dále izolační vrstva, a poté opět navázala primární vrstva. Izolační vrstva byla také uložena u krajů kostřičky, aby nedocházelo ke zkratu mezi jednotlivými vrstvami.



Návrh výstupní cívky L [8]: Při návrhu se běžně v praxi uvažuje zvlnění výstupního proudu na této cívce cca 30 %. Toto zvlnění bylo využito i při návrhu výstupní cívky v této diplomové práci. Výstupní zvlnění je tedy:

$$\Delta I_L = 0,3 \cdot I_{výstupní} = 0,3 \cdot 10 = 3 \text{ A} \quad (4.11)$$

Minimální střída:

$$D_{min} = \frac{U_{výstup}}{\eta \cdot U_{1bulk-max} \cdot N} = 0,42 \quad (4.12)$$

Indukčnost výstupní cívky:

$$L = \frac{U_{výstup}}{\Delta I_L} \cdot (1 - D_{min}) \cdot T \quad (4.13)$$

Maximální proud výstupní cívkou bude:

$$I_{LMAX} = I_{výstup} + \frac{\Delta I_L}{2} = 10 + 1,5 = 11,5 \text{ A} \quad (4.14)$$

Minimální proud výstupní cívkou bude:

$$I_{LMIN} = I_{výstup} - \frac{\Delta I_L}{2} = 10 - 1,5 = 8,5 \text{ A} \quad (4.15)$$

## 4.2. Výstupní kondenzátor

Návrh výstupního kondenzátoru daného měniče může ovlivňovat určité specifické parametry, a to zvlnění výstupního napětí, polohu 1. nulového bodu u přenosové charakteristiky a polohu 1. pólu přenosové charakteristiky silové části. Tyto parametry také ovlivňují mezní frekvenci  $f_c$ . Navržená hodnota kondenzátoru ovlivňuje také chování výstupního napětí při transientním zatěžování výstupu.

Jako nejběžnější postup se využívá volba výstupního kondenzátoru pro ustálený stav s definovaným proudovým zvlněním, jenž definuje také indukčnost výstupní cívky. Určíme tedy kapacitu vzhledem k požadovanému zvlnění výstupního napětí, při ustáleném stavu. [7]

Z výše vypočteného zvlnění výstupního proudu  $\Delta I_L = 3 \text{ A}$ , a zvlnění výstupního napětí, které se volí většinou jako 0,5 % tohoto napětí, což je rovno  $\Delta U_C = 0,3 \text{ V}$ . Na výstupním kondenzátoru má zvlnění trojúhelníkový průběh a pomocí integrace proudu je získáno napětí, které má průběh parabolického tvaru. Vzorec pro výpočet amplitudy harmonické složky daného pilového průběhu pro proud na tomto kondenzátoru je 80 % amplitudy pilového průběhu, což je:

$$I_{80} = 0,8 \cdot \Delta I_L = 0,8 \cdot 3 = 2,4 \text{ A} \quad (4.16)$$

Dále výpočet amplitudy základní harmonické složky parabolického průběhu pro napětí se udává 90 % amplitudy parabolického signálu, což je:

$$U_{90} = 0,9 \cdot \Delta U = 0,8 \cdot 0,3 = 0,24 \text{ A} \quad (4.17)$$

Zjednodušením rovnic dostáváme:

$$2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_Z = \frac{I_{80}}{U_{90}} = \frac{2,4}{0,24} = 10 \text{ S} \quad (4.18)$$

tedy:

$$C_Z = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_{spínací}} = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot 110000} = 14,5 \text{ } \mu\text{F} \quad (4.19)$$

Z poslední rovnice tedy známe minimální hodnotu, kterou by teoreticky mohla nabývat kapacita výstupního kondenzátoru. To jsou však teoretické výpočty, v reálném obvodu a situaci dochází k tranzientnímu zatěžování výstupu, a tudíž by tato vypočtená hodnota nebyla dostatečná pro pokrytí proudových špiček. Než by tedy stihl prvotně zareagovat řídicí člen, nízká kapacita kondenzátoru by způsobila, že by se výrazně snížilo výstupní napětí o několik jednotek voltů. Proto se tedy reálně volí hodnota 20–krát větší. Proto bylo reálně použito paralelní zapojení tří kondenzátorů o kapacitách 330  $\mu\text{F}$  pro maximální pracovní napětí  $U_R = 100 \text{ V}$ . Byly zvoleny kondenzátory typu 860040878008-1078186 [14] od firmy Würth Elektronik. Paralelní zapojení bylo zvoleno z toho důvodu, že je potřeba snížit sériový odpor  $R_{ESR}$ , a dále také z důvodu zvýšení životnosti samotných výstupních kondenzátorů, které jsou poté méně proudově zatěžovány. Čím nižší hodnota sériového odporu, tím nižší tepelné ztráty.

Výpočet efektivní hodnoty proudu, který prochází výstupním kondenzátorem:

$$I_{CEF} = \Delta L \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} = 3 \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} = 1,73 \text{ A} \quad (4.20)$$

Tepelné ztráty na sériovém odporu kondenzátoru:

$$P_{CESR} = R_{ESR} \cdot I_{CEF}^2 = 0,071 \cdot 3^2 = 0,639 \text{ W} \quad (4.21)$$

### 4.3. Výběr polovodičových prvků

Při výběru spínacích MOSFET tranzistorů bylo potřeba sledovat nejdůležitější parametry, a těmi jsou v takovéto aplikaci  $U_{DSSMAX}$  a dále maximální povolený proud  $I_{DMAX}$ . [2]

Vzorec pro výpočet  $U_{dsMOS}$ :

$$U_{dsMOS} = U_{1bulk-max} + U_{OUT} \cdot n = 410 + 60 \cdot 2,8 = 578 \text{ V} \quad (4.22)$$

Při vybírání vhodných hodnot MOSFET tranzistorů  $I_{D\text{MAX}}$  je potřeba přihlížet na vypočtenou efektivní hodnotu proudu tekoucí primárním vinutím transformátoru  $I_{\text{Ief}} = 2,6 \text{ A}$ . Z uvedených důvodů byl vybrán tranzistor typu FCA20N60F [10] od firmy ON Semiconductor, který má hodnotu  $U_{\text{DSSMAX}} = 600 \text{ V}$ , hodnotu  $R_{\text{DS(ON)}} = 0,15 \Omega$ , při  $I_{\text{D}} = 10 \text{ A}$  a  $I_{\text{DMAX}} = 20 \text{ A}$ , což je pro tyto účely dostačující z důvodu, maximálního výstupního proudu  $10 \text{ A}$ .

Vodivostní ztráty nejsou jediné ztráty, které mohou v tomto případě nastat, velmi důležité jsou také ztráty spínací. Tyto ztráty udává výstupní kapacita MOSFET tranzistorů. Hodnoty lze vyčíst z datasheetu k jednotlivým tranzistorům.

Pro spínací ztráty zde platí vzorec [10]:

$$P_{\text{STRON}} = f_{\text{sp}} \cdot \left( U_{\text{DS}} \cdot I_{\text{STR}} \cdot \frac{t_{\text{don}} + t_{\text{r}}}{2} \right) = f_{\text{sp}} \cdot \left( \frac{U_{1\text{bulk\_max}}}{2} \cdot \frac{I_{1\text{min}} + I_{1\text{max}} + I_{\mu}}{2} \cdot \frac{t_{\text{don}} + t_{\text{r}}}{2} \right) \quad (4.23)$$

$$P_{\text{STRON}} = 110000 \cdot \left( \frac{410}{2} \cdot \frac{3,2 + 4,4 + 0,34}{2} \cdot \frac{100 \cdot 10^{-9}}{2} \right) = 4 \text{ W} \quad (4.24)$$

$t_{\text{don}} \dots [\text{s}]$  zpoždění při spínání

$t_{\text{r}} \dots [\text{s}]$  doba náběhu

$U_{\text{DS}} \dots [\text{V}]$  napětí drain–source

$I_{\text{STR}} \dots [\text{A}]$  střední hodnota proudu při maximálním zatížení výstupu

Pro vypínací ztráty zde platí vzorec:

$$P_{\text{STROFF}} = f_{\text{sp}} \cdot \left( U_{\text{DS}} \cdot I_{\text{STR}} \cdot \frac{t_{\text{doff}} + t_{\text{f}}}{2} \right) = f_{\text{sp}} \cdot \left( \frac{U_{1\text{bulk\_max}}}{2} \cdot \frac{I_{1\text{min}} + I_{1\text{max}} + I_{\mu}}{2} \cdot \frac{t_{\text{doff}} + t_{\text{f}}}{2} \right) \quad (4.25)$$

$$P_{\text{STROFF}} = f_{\text{sp}} \cdot \left( \frac{410}{2} \cdot \frac{3,2 + 4,4 + 0,34}{2} \cdot \frac{62 \cdot 10^{-9}}{2} \right) = 6 \text{ W} \quad (4.26)$$

$t_{\text{doff}} \dots [\text{s}]$  zpoždění při vypínání

$t_{\text{f}} \dots [\text{s}]$  doba průtahu

Vodivostní ztráty:

$$P_{\text{ON}} = R_{\text{ON}} \cdot I_{\text{Ief}}^2 = 0,15 \cdot 2,7^2 = 1 \text{ W} \quad (4.27)$$

Výsledné ztráty pro jeden MOSFET:

$$P_Z = P_{STRON} + P_{STROFF} + P_{ON} = 11 \text{ W} \quad (4.28)$$

Dle vypočtených ztrát na tranzistorech je potřeba odvádět teplotní ztráty přes chladič. Tranzistory jsou v pouzdře TO-3PN a mezi pouzdem a chladičem se nachází izolační podložka.

Při výpočtu chladiče se řídíme dle vzorce:

$$T_J - T_a > \text{Výkonové ztráty} \cdot \sum R\theta \quad (4.29)$$

**T<sub>J</sub>** ... [°C] teplota pouzdra tranzistoru

**T<sub>A</sub>** ... [°C] teplota vnějšího prostředí

**Rθ<sub>Jc</sub>** ... [°C/W] teplotní odpor mezi přechodem a pouzdem

**Rθ<sub>cs</sub>** ... [°C/W] teplotní odpor mezi pouzdem součástky a chladičem

**Rθ<sub>hsa</sub>** ... [°C/W] teplotní odpor mezi chladičem a okolím

Pro maximální teplotu přechodu je dovolena provozní teplota T<sub>J</sub> = 125°C, pro teplotu okolí při maximálním zatížení měniče je zvolena T<sub>a</sub> = 65°C, hodnoty Rθ<sub>Jc</sub> = 0,6°C/W a Rθ<sub>cs</sub> = 0,24°C/W jsou vyčteny z datasheetu vybraného tranzistoru.

Dosadíme do vztahu:

$$R\theta_{hsa} < \frac{T_J - T_a}{\text{Výkonové ztráty}} - (R\theta_{Jc} + R\theta_{cs}) < 5,1^\circ\text{C/W} \quad (4.30)$$

Tento požadavek splňuje vybraný chladič SK 454 150 SA [9], který má hodnotu Rθ<sub>hsa</sub> = 4,9 °C/W.

Primární strana měniče obsahuje, dvě rekuperační diody, při běžné funkci jsou namáhány závěrným napětím, které je rovno napájecímu napětí na bulk kondenzátoru, což je maximálně 410 V, v době, kdy jsou tranzistory sepnuty. V čase po jejich vypnutí dochází k demagnetizaci přes tyto diody, tudíž jsou v propustném směru. Maximální proud, který může procházet diodami je roven I<sub>μ</sub>, dále je zaveden, tzv. faktor odlehčení K<sub>M</sub> = 0,7. A výpočet závěrného napětí pro tyto diody je tedy roven [2]:

$$U_R = \frac{U_{1MAX}}{K_M} = \frac{410}{0,7} = 585 \text{ V} \quad (4.31)$$

U těchto diod je potřeba vybírat typ rychle spínacích PN diod. Byly tedy vybrány diody MUR160 [15], které mají dobu zpětného zotavení  $t_{RR} = 50$  ns, závěrné napětí  $U_R = 600$  a propustný proud  $I_F = 1$  A.

Diody na sekundární straně silové části propustného měniče jsou namáhány maximálním závěrným napětím:

$$U_R = \frac{U_{1MAX}}{n} = \frac{410}{2,6} = 158 \text{ V} \quad (4.32)$$

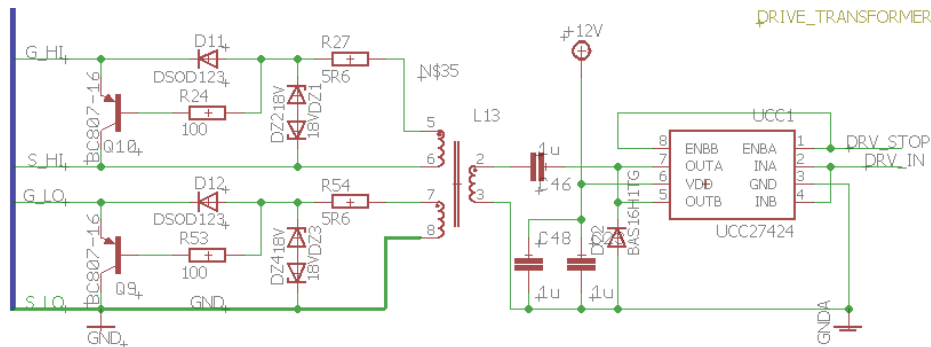
Při přechodu mezi propustným a závěrným směrem diod dochází k velkým přechodovým jevům, díky kterým dosahuje napěťová špička až několikanásobné velikosti  $U_R$ . Vznik těchto překmitů je dán oscilacemi rozptylové indukčnosti na sekundárním vinutí transformátoru a tyto přechodové jevy jsou také spojovány s velkými výkonovými ztrátami. Proto je opět přidán  $K_M$ . Maximální výsledné závěrné napětí tedy bude:

$$U_{Rmax} = \frac{U_{1MAX}}{n \cdot K_M} = \frac{410}{2,6 \cdot 0,7} = 225 \text{ V} \quad (4.33)$$

Při přechodových dějích na sekundární straně vinutí dochází také k proudovému namáhání diod, což je velmi krátkodobý děj. Normální diody umožňují krátkodobé přetížení několika násobné hodnoty jejich propustného proudu  $I_{FMAX}$ . V tomto případě bude maximální výstupní proud měniče 10 A, tudíž musí být zvoleny diody z  $I_{FMAX}$  minimálně 10 A. Pro tento případ byly zvoleny diody typu MBRF40250T [18] od firmy On Semiconductor. Hodnoty těchto diod jsou,  $I_{FMAX} = 40$  A,  $U_R = 250$  V.

#### 4.4. Budič spínacích MOSFET tranzistorů

Propustný můstkový měnič je spínán pomocí dvou MOSFET tranzistorů, ty se nacházejí na oddílných potenciálech a jejich spínání probíhá současně. Při využití této topologie je vyžadováno galvanické oddělení řídicího obvodu a budícího signálu.



**Obr. 11** Navržené schéma budícího a řídicího obvodu bez MCU



Na Obr. 11 lze vidět schéma zapojení budicího a řídicího obvodu s galvanickým oddělením, které zajišťuje budicí transformátor v poměru 1:1 [16] od společnosti Würth Elektronik. Na tento obvod je převážně kladen požadavek minimálního dopravního zpoždění budicího signálu. Jako řídicí obvod byl vybrán obvod UCC27424 [12] od společnosti Mouser, což je distributor elektronických součástek.

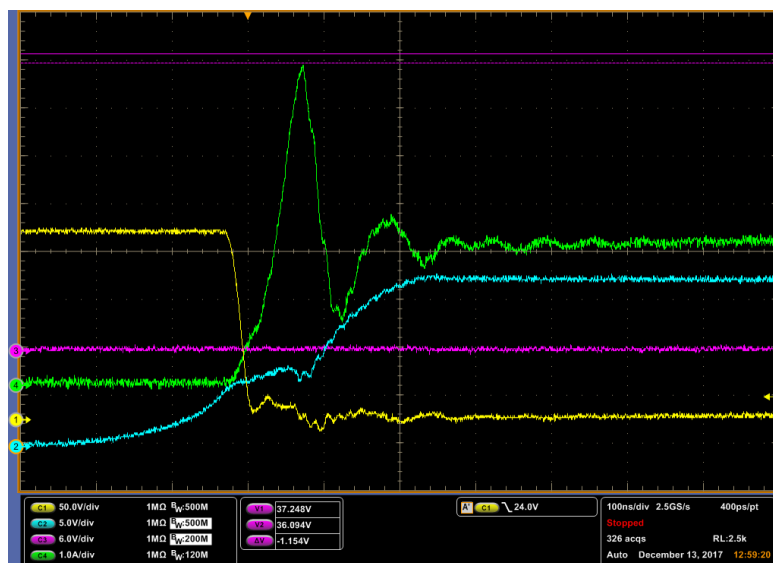
Na primární straně budicího transformátoru se nachází řídicí obvod UCC27424, na jehož vstupní pin INA přichází řídicí signál z mikroprocesoru, v případě zkratu či jiného nežádaného stavu, který může ohrozit funkčnost obvodů je činnost řídicího obvodu zastavena vypnutím PWM signálu.

Ochrana byla navržena nejen digitálním, ale i analogovým způsobem. Jelikož je snímán proud a napětí z různých částí obvodů, pomocí diod a tranzistoru je vyroben jednoduchý ochranný obvod, který při nežádoucích stavech uzemní pin ENBA, čímž se zastaví funkce driveru. Jelikož je budicí a řídicí obvod galvanicky oddělen není potřeba dalšího oddělení mezi MCU a UCC27424.

Sekundární strana obsahuje budicí obvody, pomocí kterých jsou spínány MOSFET tranzistory na primárním vinutí, které se starají o hlavní funkci měniče.

## 4.5. Ověření funkčnosti navrženého budiče

Pro ověření funkčnosti byl na řídicí obvod UCC27424 přiveden signál ze signálového generátoru. Na Obr. 12 lze vidět jednotlivé průběhy navrženého budicího obvodu, modře je zobrazeno napětí  $V_{GS}$  (citlivost kanálu nastavena na 5 V/dílek) potřebné k plnému otevření spínacích tranzistorů, v tomto případě je cca 13 V, což u tohoto typu tranzistoru plně postačuje, jelikož jeho plné otevření probíhá již na hranici 8–9 V. Žlutě je v grafu zobrazeno napětí  $V_{DS}$  (citlivost kanálu nastavena na 50 V/dílek) na spínacím tranzistoru. Zeleně je zobrazen průběh proudu  $I_D$  (citlivost kanálu nastavena na 1 A/dílek). Časová osa byla v tomto případě měření nastavena na 100 ms/dílek.



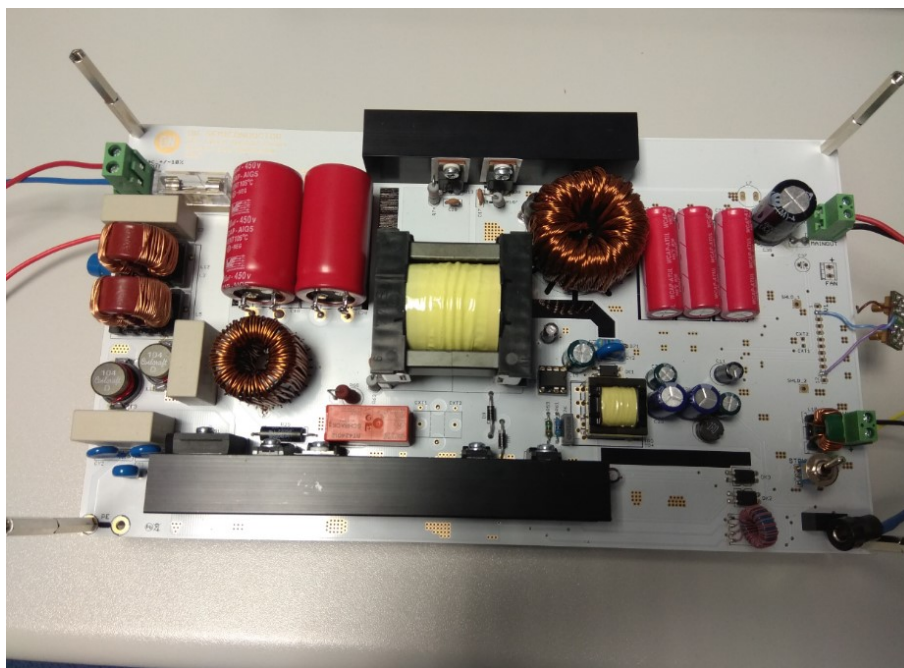
Obr. 12 Jednotlivé průběhy navrženého budicího obvodu při maximální střídě 47 %

#### 4.6. Návrh desky plošných spojů propustného můstkového měniče

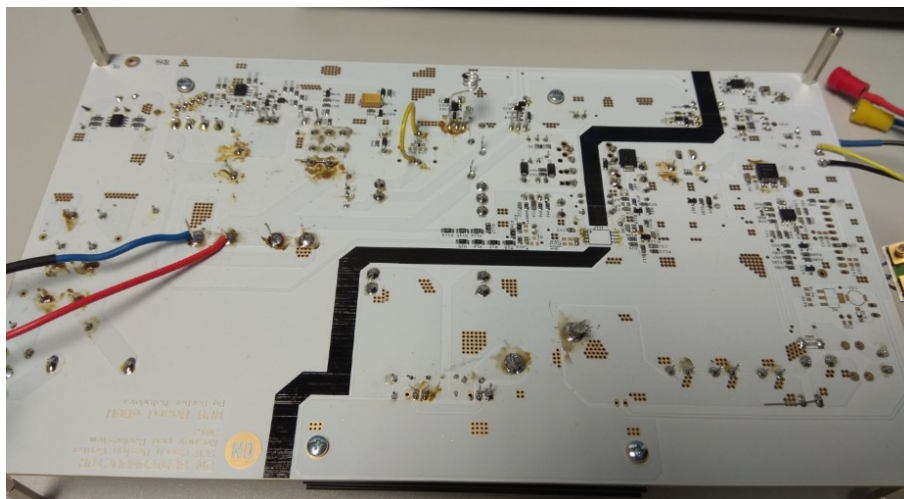
Deska plošných spojů (DPS) byla navržena v programu Eagle. Rozměry desky jsou 277,6 x 156,6 mm. Pro výrobu byla zvolena technologie vrstvení – tloušťka mědi 35  $\mu\text{m}$ . Pro úsporu místa, lepší přehlednost a zvětšení chladičské plochy byla deska rozdělena do dvou vrstev. TOP (vrchní) vrstva obsahuje veškeré vývodové součástky a vrstva BOTTOM (spodní) obsahuje veškeré součástky typu SMD.

Pro většinu vodivých cest byla zvolena šířka 0,6 mm, avšak v místech, kde prochází vyšší napětí a proudy byla zvolena šířka až 3,81 mm, viz *Příloha 2*. Šířka izolace byla také dimenzována dle procházejících hodnot proudů a napětí. Výchozí izolační mezera byla zvolena na 0,6096 mm. Izolační mezera mezi primární a sekundární stranou byla zvolena na 8 mm.

Na DPS jsou umístěny také prokovené otvory, které zajišťují propojení desky z obou stran. Samozřejmostí je také umístění vstupních a výstupních konektorů a postranních děr navrtaných z důvodu namontování distančních sloupků pro lepší stabilitu desky. Deska obsahuje veškeré obvody kromě obvodu MCU, který je k této desce připojen pomocí konektoru.



*Obr. 13* Vrchní pohled na vyrobenou desku plošných spojů

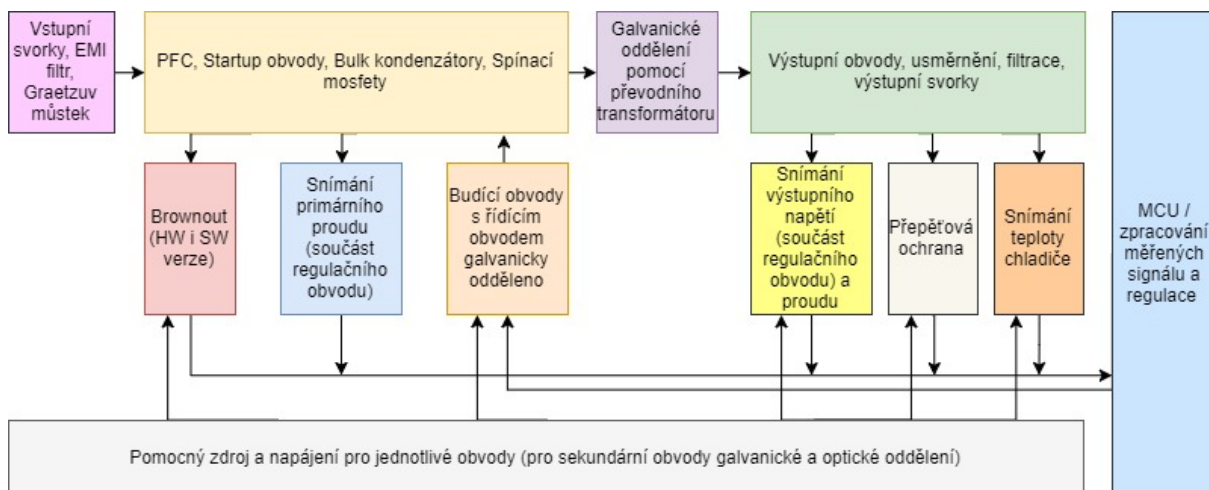


**Obr. 14** Spodní pohled na vryobenou desku plošných spojů při testování jednotlivých parametrů desky

Na Obr. 15 lze vidět blokové schéma celkového zapojení. Obvody obsahující MCU a řízení regulace jsou z důvodu zvýšené bezpečnosti na oddělené DPS s možností připojení k hlavní desce pomocí 12-pinového konektoru.

Napájecí signál z napájecí sítě (230 V) je přiveden na vstupní svorky a filtrován pomocí EMI filtru, pro zajištění filtrace elektromagnetického rušení. Dále je střídavé napětí převedeno pomocí Graetzova usměrňovacího můstku na stejnosměrné napětí. Za můstkem je připojen pomocný zdroj napětí, který se stará o pomocné napájení, jak primárních, tak sekundárních obvodů a ten je také samostatně galvanicky oddělen. Následuje PFC obvod, který zajišťuje minimální výkonové ztráty při změnách napájecího napětí. Poté je zapojen startup obvod a bulk kondenzátory, které udržují konstantní napětí cca 410 V. Následují spínací MOSFET tranzistory, které stejnosměrné napětí z bulk kondenzátorů nastřídávají na střídavé napětí, které může být přivedeno na hlavní transformátor. Primární strana obsahuje také obvody pro detekci podpětí, budicí obvody pro spínání MOSFETŮ a obvod pro snímání primárního proudu na vinutí transformátoru, které poté tvoří referenční hodnotu pro PWM komparátor při regulaci v uzavřené smyčce, viz Příloha 4.

Sekundární strana obsahuje usměrňovací diody a jejich snubbery (filtrační obvod proti vysokým špičkám napětí), dále výstupní cívku a kondenzátory. Z výstupu vede také snímání výstupního napětí a proudu, pomocí operačního zesilovače. Tyto signály jsou přivedeny na vstup MCU. Sekundární strana obsahuje přepětíovou ochranu a snímání teploty chladiče, pro bezpečnostní vypnutí okruhu opět pomocí MCU.



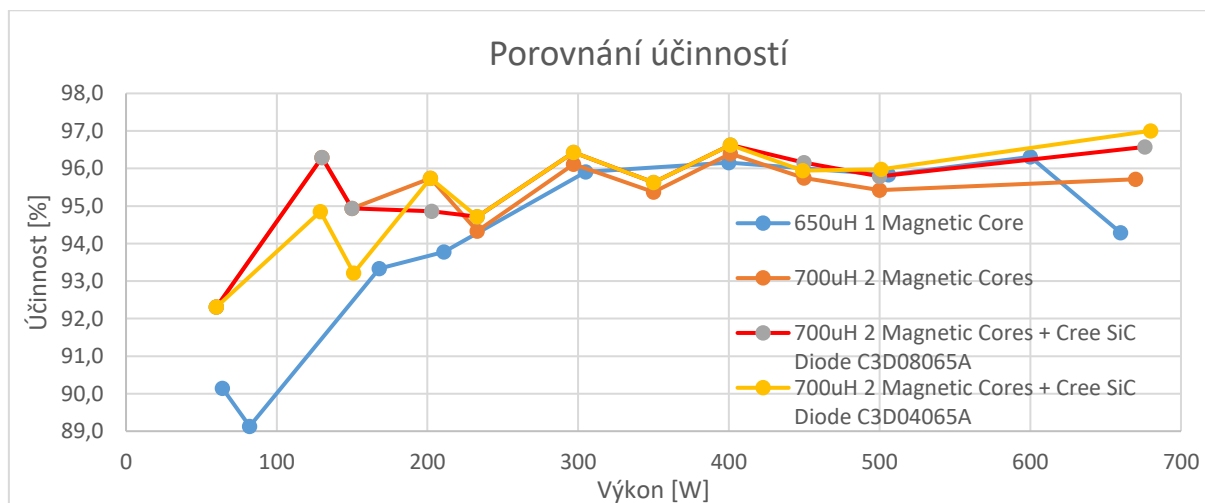
Obr. 15 Blokové schéma celkového zapojení

#### 4.7. Testování navržené DPS a dodatečné dimenzování součástek

Deska plošných spojů byla navržena dle teoretických výpočtů. Je však běžné, že se v praxi můžou ukázat některé součástky jako nevhodně zvolené nebo nepřesně dimenzované, proto dále probíhalo testování vyrobeného prototypu desky a další úprava elektronických obvodů.

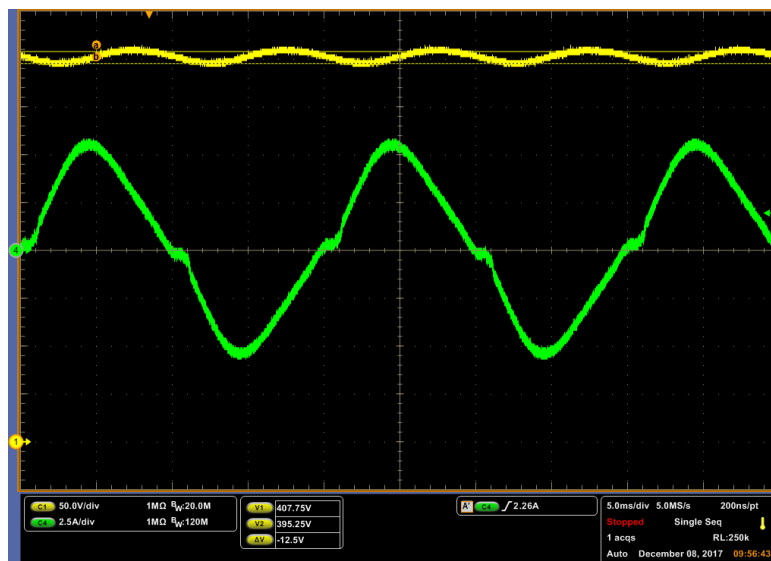
Pro dosažení co nejnižších výkonových ztrát se však musí brát v potaz, že návrh celkového obvodu není jednostranný a vždy je vyžadován kompromis mezi jednotlivými parametry součástek.

První probíhalo testování PFC obvodu. Tento obvod slouží k maximalizování účinnosti měniče a jeho požadovaného výkonu. Primární cívka byla teoretickými výpočty navržena na 650  $\mu\text{H}$ , materiál cívky byl Kool M $\mu$ , který je složen ze 85 % železa, 9 % silikonu a 6 % hliníku. Po otestování výkonového zatěžování zdroje se však ukázalo, že vhodnější variantou bude spojit dvě Kool M $\mu$  jádra a navinout cívku ručně, výsledná indukce se pohybovala kolem cca 700  $\mu\text{H}$ , viz Obr. 16.



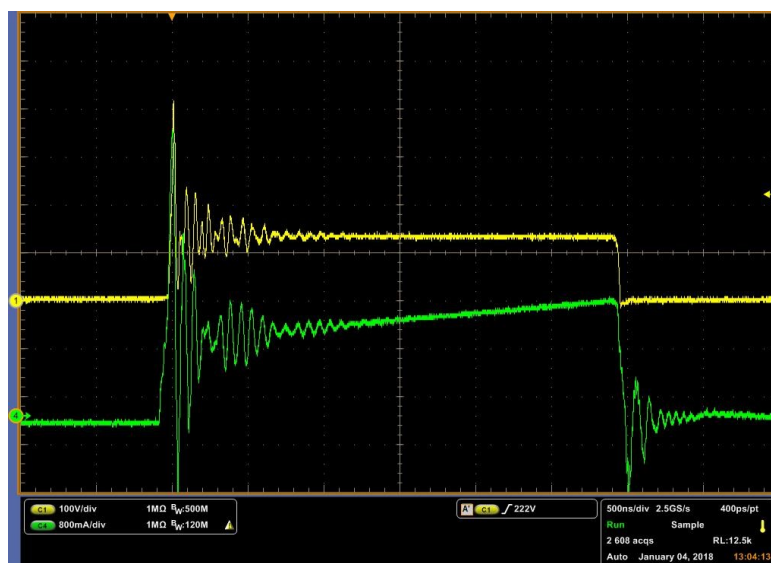
Obr. 16 Porovnání účinností při změnách vstupní cívky a diody PFC obvodu

Na Obr. 17 lze vidět, zvlnění napětí na bulk kondenzátorech a tvar vstupního proudu, který by měl být za ideálních podmínek přesný sinusový signál. Průběhy byly měřeny při maximálním zatížení měniče až 600 W.

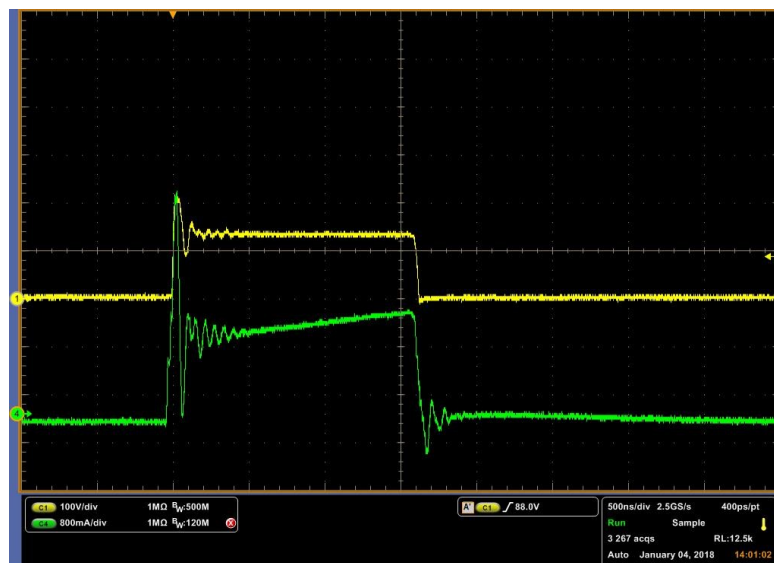


**Obr. 17** Průběh napětí (žlutě, citlivost kanálu nastavena na 50 V/dílek) na bulk kondenzátorech a primárního proudu (zeleně, citlivost kanálu nastavena na 2,5 A/dílek), časová základna nastavena na 5 ms/dílek

Testování napětí na s původní diodou navrženého PFC obvodu ukázalo, že napěťový překmit dosahuje až 400 V, viz Obr. 18. Oproti tomu při měření s diodou silikon-karbid typu C3D04065A, kde se napěťový překmit velmi snížil na cca 200 V. Celkový průběh se tak vyhladil, k utlumení překmitu také napomáhá filtrační obvod (snubber) připojený na obě výstupní diody. Se snížením napěťového překmitu se snížil i průběh proudový.



**Obr. 18** Průběh napětí (žlutě, citlivost kanálu nastavena na 100 V/dílek) a proudu (zeleně, citlivost kanálu nastavena na 400 mA/dílek) na původní diodě (MSR860) PFC obvodu, časová základna nastavena na 500 ms/dílek



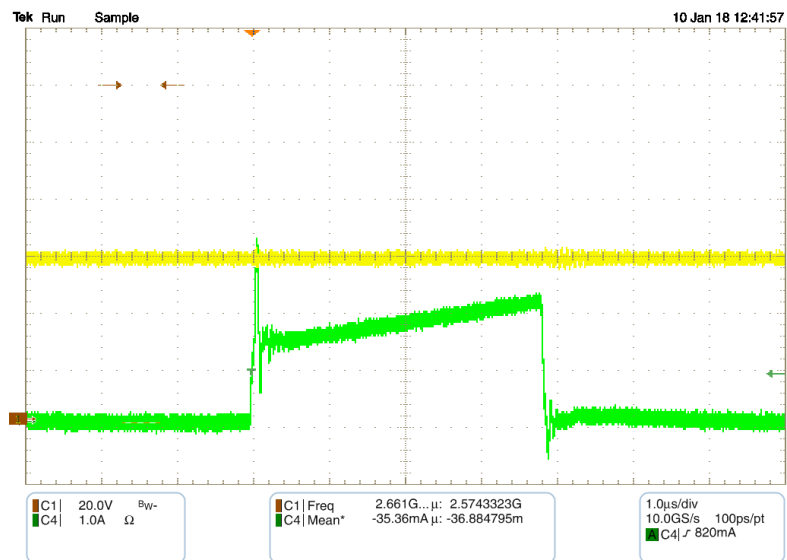
**Obr. 19** Průběh napětí (žlutě, citlivost kanálu nastavena na 100 V/dílek) a proudu (zeleně, citlivost kanálu nastavena na 800 mA/dílek) po výměně diody (C3D04065A), časová základna nastavena na 500 ms/dílek

Při testování obvodu bylo zjištěno, že dochází poměrně k velkým výkonovým ztrátám. Příčinou byl nevhodně zvolený budicí transformátor oddělující budicí a řídicí obvod. Dále docházelo k velkým výkonovým ztrátám na sekundárních diodách. Pro snížení těchto ztrát byl vyměněn budicí transformátor za ručně vinutou verzi, kde indukčnost odpovídala cca původnímu transformátoru 20 mH, avšak převodní poměr se změnil z 1:1 na 1:2, pro zvýšení napětí na budicím obvodu a spínacích MOSFETECH, pro jejich dostatečné a plné otevření i při maximální dosažitelné střídě 47 %.

Diody na sekundární straně obvodu byly vyměněny za diody typu STTH2003CTF [17].



**Obr. 20** Průběhy napětí na bulk kondenzátorech (žlutě, citlivost kanálu nastavena na 50 V/dílek) a primárního proudu (zeleně, citlivost kanálu nastavena na 2 A/dílek) při rychlé skokové změně zátěže ze 60 W na 600 W, časová základna nastavena na 50 ms/dílek



**Obr. 21** Půběh maximálního výstupního napětí 60 V (žlutě, citlivost kanálu nastavena na 20 V/dílek) a proudu na diodě PFC obvodu (zeleně, citlivost kanálu nastavena na 1 A/dílek), časová základna nastavena na 1  $\mu$ s/dílek



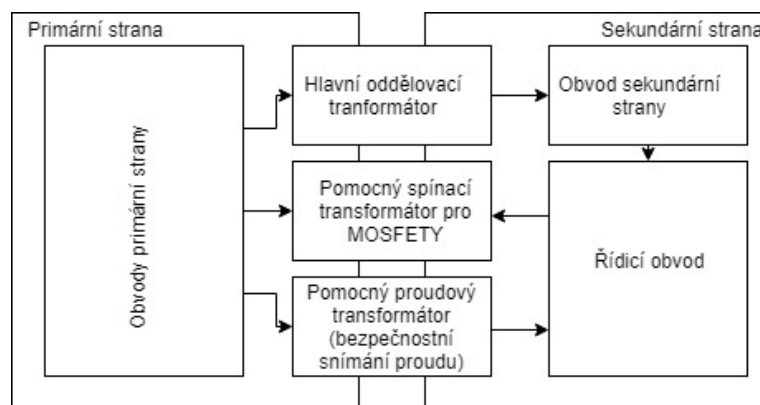
## 5. Implementace digitální řídicí smyčky s využitím mikrokontroléru dsPIC33EP64GS506

Vzhledem k velkému napětovému poměru napětí mezi vstupními a výstupními obvody (230 V / 0–60 V), je potřebné využití převodního transformátoru, který také zajišťuje galvanické oddělení primární a sekundární strany měniče.

V izolovaných topologiích se řídicí obvody převážně umísťují na primární straně obvodu. Spínací tranzistory i senzor proudu se v tomto případě umísťují také na primární stranu a výstupní napětí je připojeno pomocí optočlenu. Požadavky pro diplomovou práci však definují umístění řídicího obvodu na sekundární stranu. Z důvodu snadnější rekonfigurovatelnosti z analogového řízení na řízení digitální. Pro realizaci digitální zpětné vazby a řízení spínaného zdroje byl pro tuto práci využit mikrokontrolér typu dsPIC33EP64GS506 [4].

Základní informace o mikroprocesoru:

- 16-bitová architektura,
- 64 pinů,
- možnost UART, SPI a I2C komunikace,
- 5 analogových periférií A/D – dohromady až 22x12-bit,
- 4 komparátory,
- PWM o rozlišení 16 bitů.



**Obr. 22** Blokové schéma pro lepší přehlednost propojení mezi MCU a hlavní deskou obsahující můstkový propustný měnič a další obvody

Z blokového schématu na Obr. 22 je patrné, že při tomto typu zapojení je potřeba využít tři transformátory. Hlavní převodní transformátor, pomocný budicí transformátor a pomocný proudový transformátor, který je využit místo snímacího odporu a pomocí kterého je snímán proud na primární straně obvodu, což je poté využito v proudové zpětné vazbě. Galvanicky oddělený obvod je bezpečný pro testování řídicího obvodu.

## 5.1. Návrh a implementace algoritmu pro digitální řízení a základní princip jeho funkce

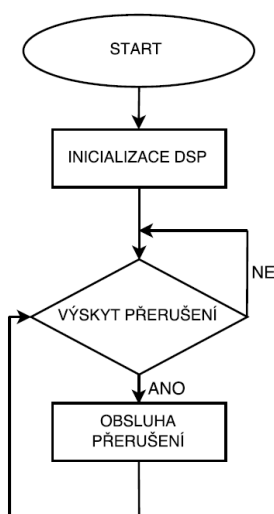
Pro naprogramování digitálního řízení a digitální zpětné vazby byl využit software MPLAB X Integrated Development Environment (IDE), který slouží pro vývoj aplikací mikrokontroléru a digitálních signálových kontrolérů firmy Microchip.

Prvním krokem při programování digitální zpětné vazby bylo zajištění správné inicializace mikrokontroléru. Bylo tedy potřeba správně nastavit vnitřní hodiny a jednotlivé periférie, mezi které spadá inicializační nastavení vstupně/výstupních portů, analogově-digitálních a digitálně-analogových převodníků, PWM a komunikace SPI a UART.

Vnitřní hodiny mikroprocesoru jsou nastaveny na 70 MHz, to znamená, že jeden pulz hodin je generován přibližně každých 14 ns. Při nastavování vnitřních hodin se zároveň konfiguruje rychlost hodin pro ADC a PWM, jelikož má tento typ mikroprocesoru zabudovaný PLL (fázový závěs) umožňuje zvýšit tuto frekvenci, je tedy v tomto případě nastavena na cca 8,3 ns. Při inicializaci každé periférie je také nastavena priorita přerušení (1–7, kdy 1 je nejnižší priorita a 7 nejvyšší), v případě tohoto programu má nejvyšší prioritu nastaveno přerušení ADC.

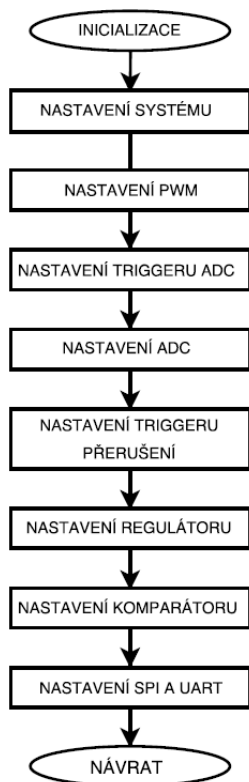
Hlavní main() program obsahuje inicializaci DSP a povolení pro periférie. Inicializace probíhá po každém novém spuštění programu. Pokud dojde k výskytu přerušení, program přechází do přerušení a provádí obsluhu naprogramovaných rutin.

Celkově program obsahuje několik typů přerušení, pro snímání jednotlivých měřených parametrů pomocí ADC a pro UART komunikaci s programem FreeMASTER. Tento program slouží k UART komunikaci a lze pomocí něj jednoduše vyčítat a zapisovat do registrů mikroprocesoru. Program FreeMASTER byl využit z důvodu výhody jednoduchého propojení s LabVIEW, viz kapitola 6.2. Při obsluze ADC probíhá také funkce pro regulaci. Na Obr. 23 lze vidět zjednodušený vývojový diagram funkce main.



Obr. 23 Zjednodušený vývojový diagram funkce main()

Při inicializaci po spuštění programu se postupně provádějí jednotlivé úkony. Nastavení systémových hodin, PWM, kde se zároveň nastaví i zdroj spouštění ADC, poté se nastavuje přímo ADC, kde se zároveň nastaví zdroj spouštění pro přerušení, v tomto případě byla využita nastavená frekvence systémových hodin, defaultní nastavení regulačních konstant a proměnných využitých v regulační funkci, dále se nastavuje komparátor a jako poslední probíhá nastavení komunikace SPI a UART, viz Obr. 24.



*Obr. 24* Zjednodušený vývojový diagram pro inicializaci

Při obsluze přerušení dochází k výčtu hodnoty z jednotlivých ADC převodníků, které snímají výstupní napětí, výstupní proud, proud na primárním vinutí převodního transformátoru a napětí na bulk kondenzátorech.

## 5.2. Návrh diskrétního regulátoru

V obsluze přerušení také probíhá naprogramovaná regulační funkce. Po vyčtení hodnot z ADC převodníku, je v jednom z těchto přerušení také zároveň vypočtena regulační odchylka, tzn. odečítá se měřená hodnota od hodnoty referenční, která je nastavena již v inicializaci. Výsledkem této operace může být i záporné číslo, které je však dále v kódu zasaturováno určitými limity.

Pro regulaci navrženého spínaného zdroje byl využit PI regulátor. V tomto případě bylo využití proporcionální a integrační složky dostačující, avšak do budoucna je možno přidat do programu i složku

derivační a docílit tak ještě lepší regulace. Jelikož se jedná o digitální regulaci, spojitý tvar regulátoru musel být upraven na diskretní.

Kód pro regulaci je rozdělen do dvou bloků, regulace napětí a regulace proudu, pro obě výstupní hodnoty jsou deklarovány odlišné proměnné a odlišné regulační konstanty.

Při výpočtu obou regulačních složek je využita zabudovaná funkce v programu MPLAB X IDE `__built_in_mulss`, která se stará o násobení odchylky a integrační nebo proporcionální konstanty, tato funkce zajišťuje mnohonásobně rychlejší iterace než při průběhu obyčejného násobení. Výpočet se tak znatelně urychlí.

Proporcionální složka P zastupuje prostý zesilovací člen, tudíž vzorec pro spojitý i diskretní tvar můžeme uvádět ve stejné podobě:

$$x(t) = r_0 \cdot e(t) \quad (5.1)$$

**x(t)** ... [-] akční veličina

**r<sub>0</sub>** ... [-] činitel zesílení

**e(t)** ... [-] regulační odchylka

U integrační složky je vzorec pro výpočet spojitého tvaru takový, že akční veličina je přímo úměrná integrálu regulační odchylky:

$$x(t) = r_i \cdot \int_0^t e(t) dt + x(0) \quad (5.2)$$

**r<sub>i</sub>** ... [-] zesílení integračního regulátoru

**x(0)** ... [-] předchozí stav akční veličiny

Je však potřeba převést výpočet do tvaru diskretního, a to tak, že integrál nahradí suma a vzorec bude mít podobu:

$$x(t) = T \cdot \sum_{i=1}^k e(iT) \quad (5.3)$$

Polohový algoritmus pro diskretní PI regulátor, vyjádřený v čase  $t = kT$ :

$$u(kT) = Z_R \left\{ e(kT) + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^k e(iT) \right\} \quad (5.4)$$

Přírůstkový algoritmus pro diskrétní PI regulátor vyjádřený pro hodnotu  $u$  v čase  $t = (k-1) \cdot T$ :

$$u[(k-1)T] = Z_R \left\{ e[(k-1)T] + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^{k-1} e(iT) \right\} \quad (5.5)$$

Od rovnice 5.4 odečteme rovnici 5.5 a získáme vztah:

$$u(kT) - u[(k-1)T] = Z_R \left\{ e(kT) - e[(k-1)T] + \frac{T}{T_i} e(kT) \right\} \quad (5.6)$$

Na levé straně se tedy vytvoří přírůstek funkce  $u$  (rozdíl mezi momentální a minulou hodnotou) a pokud dále označíme:

$$q_0 = Z_R \left( 1 + \frac{T}{T_i} \right), \quad q_1 = -Z_R \quad (5.7)$$

Výsledný diskrétní tvar přírůstkového PI regulátoru bude tedy:

$$u(kT) = u[(k-1)T] + q_0 e(kT) + q_1 e[(k-1)T] \quad (5.8)$$

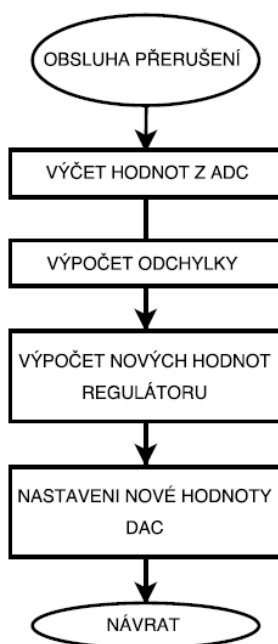
Výsledný regulátor lze také označit jako PS regulátor (proporcionálně – sumační). Tento tvar regulátoru byl použit při programování regulátoru.

Pro nastavení regulačních konstant byla využita tzv. empirická metoda, která je v praxi často využívána z důvodu možnosti rychlého nastavení konstant bez potřeby teoretických výpočtů, které by byly v tomto případě velmi zdlouhavé a složité, jelikož neexistují matematické modely všech použitých součástek a ručně vinutého transformátoru a vstupní a výstupní cívky. Touto metodou tak dojde k urychlení celkového programování regulace.

Princip empirické metody spočívá v tom, že je zprvu zcela vyřazena integrační složka a probíhá nastavování pouze proporcionální složky. Zátěž spínaného zdroje může být například nastavena do transientního režimu (např. proud je skokově měněn v čase) a regulovaná veličina (napětí nebo proud) je tak neustále vystavena skokovým změnám. Průběh sledujeme např. pomocí osciloskopu. Ve chvíli kdy je regulovaná veličina dostatečně proporcionálně zesílena se začíná pomalu přičítat i integrační složka. Tento postup trvá, dokud nejsou obě konstanty naladěny co nejvhodněji a na osciloskopu můžeme sledovat, co možná nejrychlejší a zároveň nezakmitaný přechodový děj. U přechodového děje platí, že překmit regulované veličiny by neměl přesahovat 20 % z referenční hodnoty, v případě napěťového skoku ze 2 na 25 V lze vidět, viz Obr. 25, že je tato podmínka opravdu splněna a překmit je přibližně 2,3 V.



**Obr. 25** Průběh výstupního napětí (žlutě, citlivost kanálu nastavena na 10 V/dílek), výstupního proudu (zeleně, citlivost kanálu nastavena na 2 A/dílek) a výstupu DAC (modře, citlivost kanálu nastavena na 1 V/dílek), časová základna nastavena na 50 ms/dílek

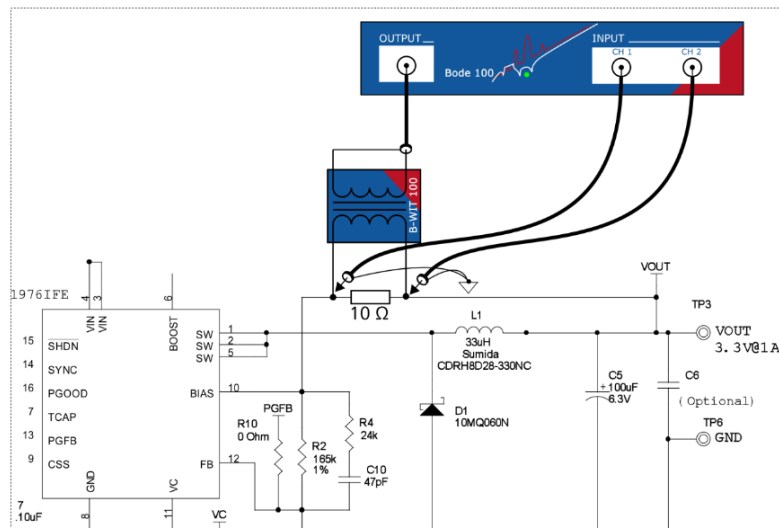


**Obr. 26** Zjednodušený vývojový diagram obsluhy přerušení

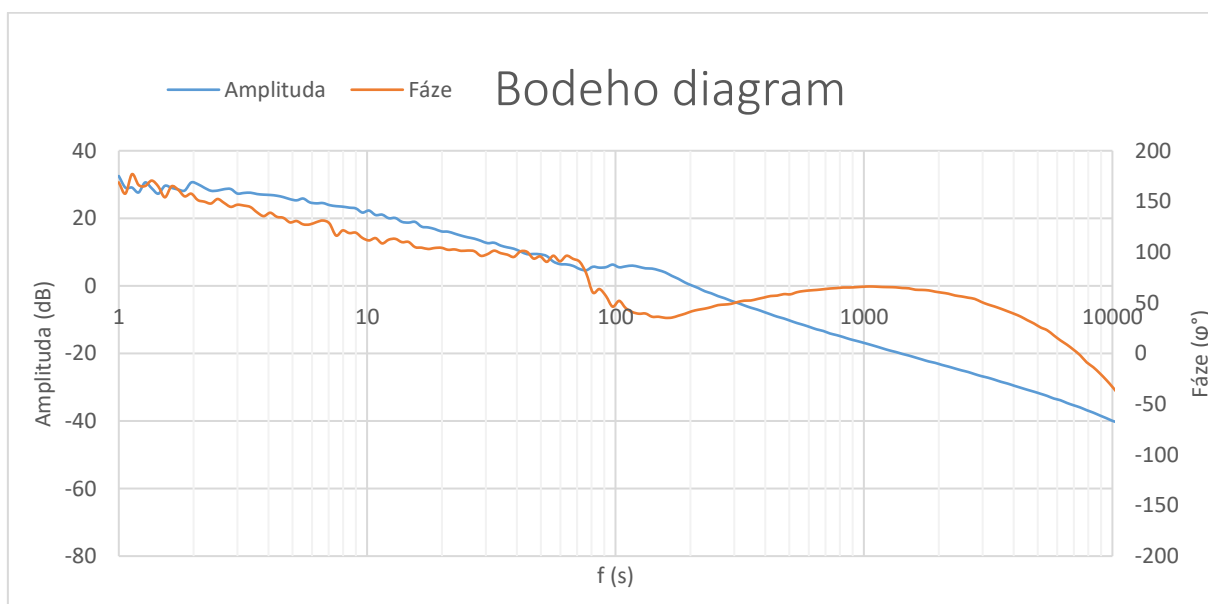
### 5.3. Ověření stability soustavy a ověření funkčnosti digitální regulace

Pro zjištění stability regulované soustavy byla změřena uzavřená smyčka systému pomocí zařízení Bode 100, vyvinutého společností OMICORN LAB. Toto zařízení lze využít k měření frekvenční odezvy, impedance. V tomto případě byl měřen Bodeho diagram, což je graf frekvenční

odezvy systému většinou obsahující kombinaci amplitudové a fázové charakteristiky. Amplitudová bezpečnost by měla dosahovat hodnot  $GM > 2$  (6 dB) a fázová bezpečnost by měla dosahovat hodnot  $PM > 30^\circ$ . Tyto podmínky jsou splněny, a soustava se tak dá považovat za stabilní, hodnota amplitudové bezpečnosti dosahuje cca 38 dB a hodnota fázové bezpečnosti cca  $42^\circ$ , viz Obr. 28.



**Obr. 27** Ukázka zapojení Bode 100 pro měření stability DC/DC měniče [20]

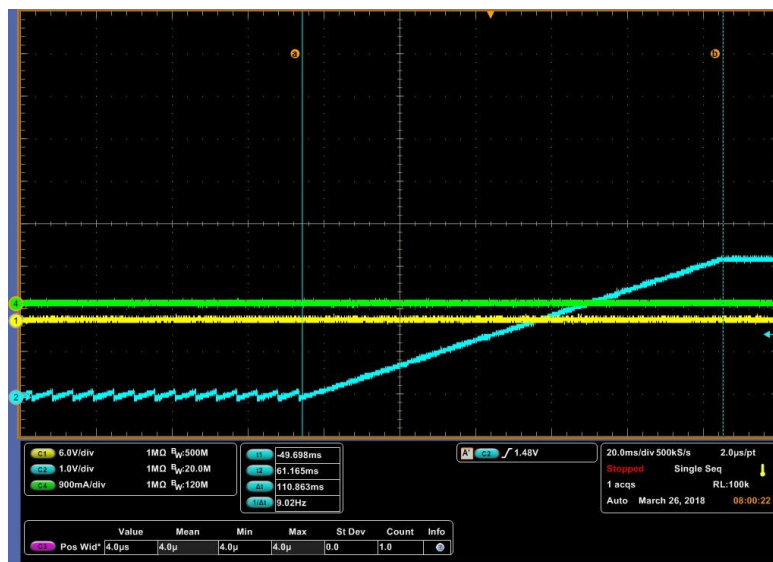


**Obr. 28** Bodeho diagram

V programu je také ošetřen počáteční stav, při resetu mikroprocesoru nebo spuštění programu. Než tedy započnou výpočetní operace regulátoru je na vstup DAC přivedena digitálně naprogramovaná rampa, která má dobu trvání přibližně 110 ms, a která zajišťuje, že mikroprocesor není zatěžován napětovými špičkami, která mohou po resetu programu nastat, viz Obr. 29.



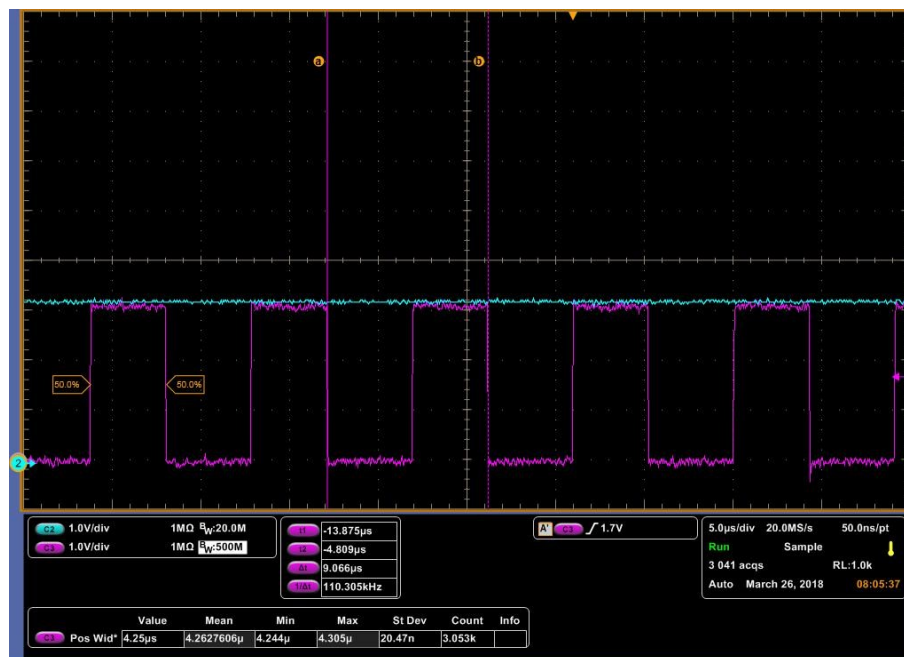
Program také řeší tzv. antiwind-up, což je v praxi užívaný pojem pro opatření, která mají zabránit pokračující integraci (přičítání) při generování akční veličiny poté, co akční veličina dosáhla mezní realizovatelné hodnoty (akční člen se dostal do saturace).



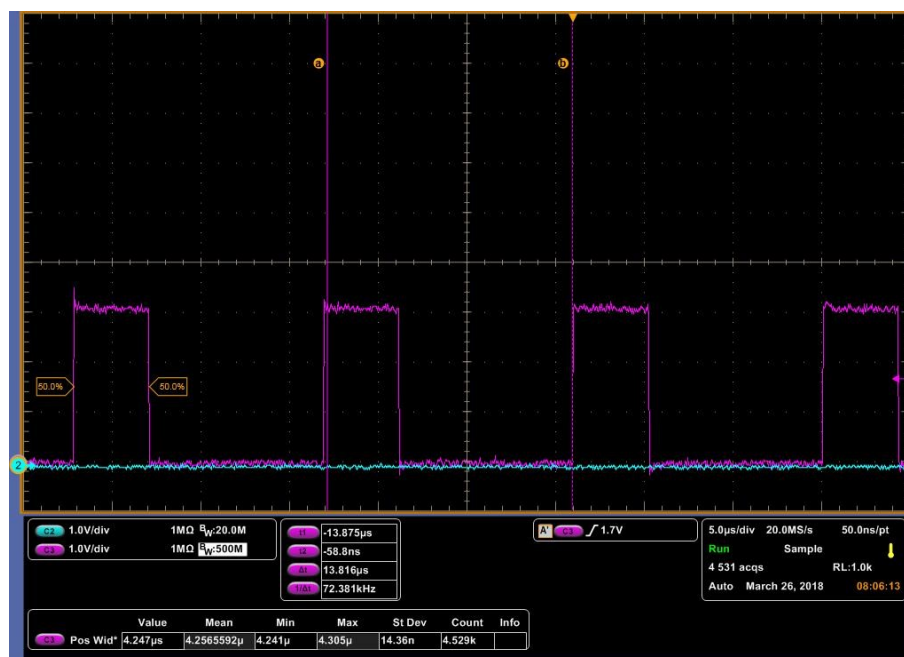
**Obr. 29** Digitálně naprogramovaná rampa (modře, citlivost kanálu nastavena na 1 V/dílek) pro omezení zatěžování MCU napětíovými překmity při resetu, časová základna nastavena na 20 ms/dílek

Funkce regulace obsahuje regulátor v regulátoru. První regulátor zajišťuje regulaci při normálních podmínkách a zatížení spínaného zdroje. Druhý regulátor slouží k ošetření stavů při nízkých zatěžích. Princip spočívá v tom, že pokud měřená hodnota snímaná ADC převodníkem vzroste nad referenční hodnotu, program přejde do smyčky druhého regulátoru a začne při dosažení definovaného rozdílu prodlužovat periodu PWM signálu, tím se zajistí udržení napěťové či proudové regulace a dojde k přechodům mezi proudovou a napěťovou zpětnou vazbou, viz Obr. 32.

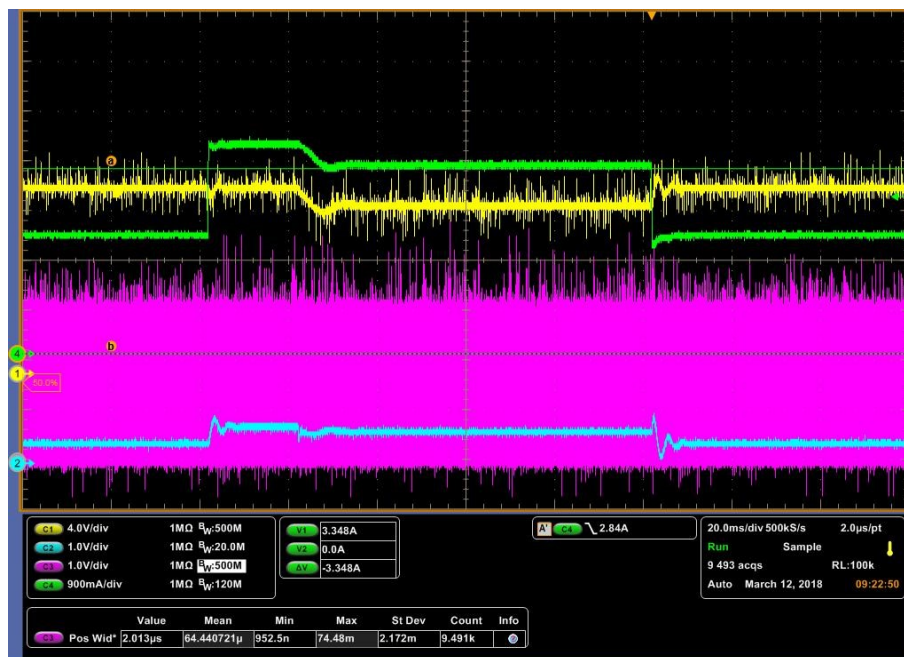
Při ustálení a snížení odchylky pod definovanou hranici se perioda opět začne zkracovat až na původní hodnotu. Delší doba ustálení je způsobena velkými kapacitami na výstupu obvodu, které jsou však využity z důvodu dosahování vysokých výkonů a rozložení energie do několika kondenzátorů.



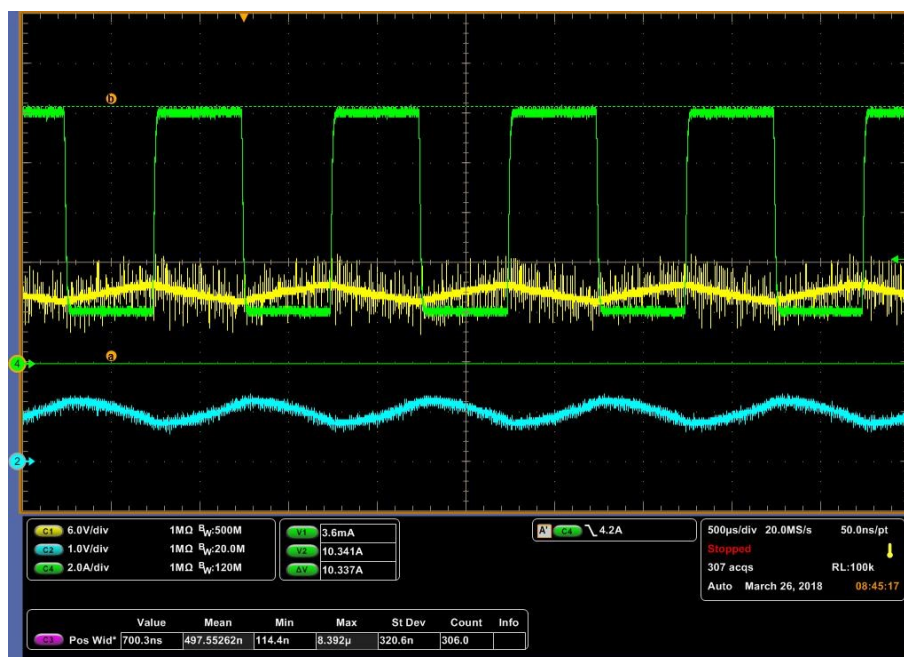
**Obr. 30** Základní perioda PWM signál (fialově, citlivost kanálu nastavena na 1 V/dílek) při regulaci, časová základna nastavena na 5 μs/dílek



**Obr. 31** Prodlužující se perioda PWM signál (fialově, citlivost kanálu nastavena na 1 V/dílek) při zvýšení měřené hodnoty nad referenční hodnotu, časová základna nastavena na 5 μs/dílek



**Obr. 32** Přechody mezi proudovou (zeleně, citlivost kanálu nastavena na 900 mA/dílek) a napěťovou (žlutě, citlivost kanálu nastavena na 4 V/dílek) zpětnou vazbou a ustálení regulace, časová základna nastavena na 50 ms/dílek



**Obr. 33** Průběh při změně výstupního proudu (zeleně, citlivost kanálu nastavena na 2 A/dílek) ze 2 A na 10 A, průběh výstupního napětí (žlutě, citlivost kanálu nastavena na 6 V/dílek) a výstup DAC (modře, citlivost kanálu nastavena na 1 V/dílek), časová základna nastavena na 500 μs/dílek

## **6. Automatizované řízení pomocí software LabVIEW**

LabVIEW je grafické vývojové prostředí pro návrh systémů a aplikací, které vyžadují testování, měření a kontrolu s rychlým přístupem k hardwaru a datům. Pro realizaci této diplomové práce byla využita studentská verze LabVIEW 2017. [5]

### **6.1. Základní koncept automatizovaného ovládání**

Automatizace pomocí software LabVIEW v případě této diplomové práce spočívá v usnadnění ovládání navrženého spínaného zdroje a zjednodušení celkového procesu nastavování a vyčítání parametrů z mikrokontroléru. Dalším důvodem pro automatizaci je umožnění sběru naměřených dat a možné zařazení realizovaného zdroje do měřicího řetězce v laboratoři.

Zadávání či vyčítání parametrů uživatelem neprobíhá pomocí přímé komunikace s mikrokontrolérem. Uživatel tedy nemusí programovat a nastavovat přímo registry daného MCU, ale využívá k tomuto úkonu vytvořenou aplikaci v LabVIEW, kde pouze zadává reálné hodnoty napětí a proudu. Díky možnosti reálného měření dat může také sledovat průběhy výstupního napětí a proudu v čase pomocí grafů, které jsou umístěny na uživatelském panelu.

Uživatel má dále možnost nastavení proudového a napěťového omezení spínaného zdroje. Pokud je hodnota omezení nastavena například na 20 V, je v případě přesahu této hodnoty vyslán automaticky pokyn k vypnutí spínaného zdroje z důvodů ochrany před poškozením mikrokontroléru i spínaného zdroje.

Ukládání a načítání dat probíhá pomocí souboru typu CSV, což je souborový formát, který je určen pro výměnu tabulkových dat. Manipulace s uloženými daty je tedy jednoduchá. Pro další zpracování dat může být využit například program Excel.

Při požadavku budoucího zařazení realizovaného zařízení do měřicího řetězce, například při dlouhodobých měřeních v laboratořích, je možná rozšířená varianta naprogramování časového zapnutí a vypnutí daného zdroje a vzdáleného ovládání, pro usnadnění manipulace.

### **6.2. Komunikace mezi MCU a LabVIEW s využitím softwaru FreeMASTER**

Komunikace mezi softwarem LabVIEW a mikrokontrolérem probíhá pomocí programu FreeMASTER a využití ActiveX technologie využitelné přímo z LabVIEW. ActiveX je technologie pro sdílení informací mezi různými aplikacemi pro počítače s operačním systémem Windows a je založena na základě technologie COM (objektový model komponent). LabVIEW umožňuje přístup k ActiveX komponentám jako klient (podpora pro ActiveX kontejnery a ActiveX události).

Ostatní aplikace jako například program FreeMASTER mají možnost využít ActiveX technologii pro přístup k LabVIEW funkcím, v takovém případě může být označeno LabVIEW jako server. ActiveX kontejner je základním prvkem pro poskytnutí prostoru ActiveX komponentám.

Pro vyčítání a nastavování dat v tomto případě je zacházeno s LabVIEW jako se serverem a je využit ActiveX kontejner, který má přístup ke knihovně aplikace FreeMASTER s názvem IMcbPcm. Tato knihovna obsahuje řadu funkcí, které lze využít.

Způsob této komunikace byl vybrán, jelikož není potřeba programovat celý algoritmus pro komunikaci mezi LabVIEW a MCU, ale zprvu je přímo v MPLAB X IDE naprogramována komunikace UART. Program pro komunikaci UART může vycházet z obecných šablon, a tudíž je poté v případě potřeby mnohem snadnější přeprogramovat komunikaci na jiný typ mikrokontroléru. Komunikace mezi LabVIEW a MCU zůstává tedy nadále nezměněna.

Pro práci s vlastnostmi a metodami se využívá prvků Property Node a Invoke Node. Property Node slouží pro manipulaci s vlastnostmi komponenty a Invoke Node pro volání metod. V této práci bylo využito funkce Invoke Node, při volání více metod najednou je potřeba je sekvenčně zařadit za sebe.

### **6.3. Návrh přístrojového ovladače pro dané zařízení**

V rámci diplomové práce byl vytvořen přístrojový ovladač pro realizovaný spínaný zdroj, který může být využit pro budoucí aplikace. Celkově ovladač obsahuje 14 podprogramů (subVI) a je rozdělen do přehledných kategorií, viz Obr. 34.

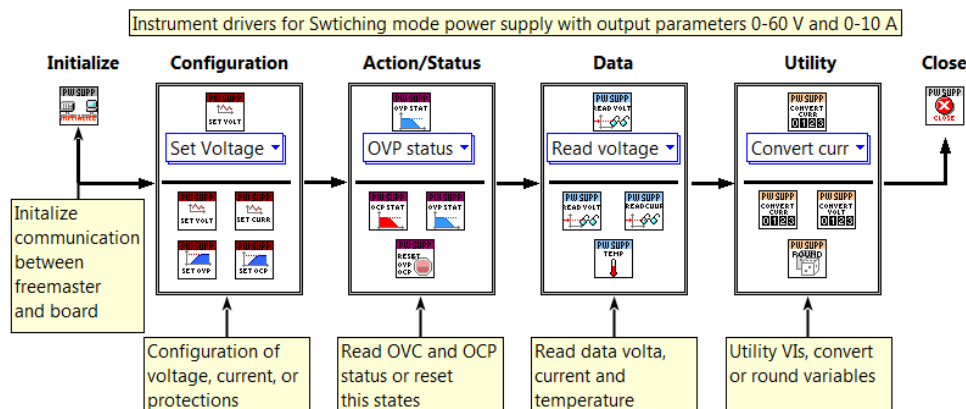
První subVI slouží k inicializaci komunikace a spojení s programem FreeMASTER a mikrokontrolérem. Inicializaci indikují tři LED diody na uživatelském panelu, v případě, že se některá z těchto diod nerozsvítí uživatel může snadněji zjistit kde nastala chyba v komunikaci. V případě, že inicializace neproběhne úspěšně není možné ovládat zařízení ani vyčítat data, jelikož je vyvolána chybová hláška a program je zastaven. Přístrojový ovladač obsahuje ještě jedno samostatné subVI nepatřící do žádné kategorie, které nese název Close, pomocí tohoto programu může být ukončena komunikace s programem FreeMASTER.

Druhá kategorie podprogramů, s názvem konfigurace, obsahuje subVI pro nastavení hodnoty výstupního proudu, výstupního napětí a nastavení proudového a napěťového omezení zdroje.

Třetí kategorie s názvem Action/Status obsahuje podprogramy pro zjištění, zda je momentálně aktivována proudová, či napěťová ochrana. A také obsahuje subVI pro reset těchto oznámení.

Kategorie s názvem Data obsahuje podprogramy sloužící k vyčtení hodnot napětí, proudu a teploty.

Poslední kategorie Utility je tvořena ze tří podprogramů, které slouží k převodu čísel z MCU na reálné hodnoty a pro zaokrouhlování čísel, které je si možno nastavit dle vlastní volby.

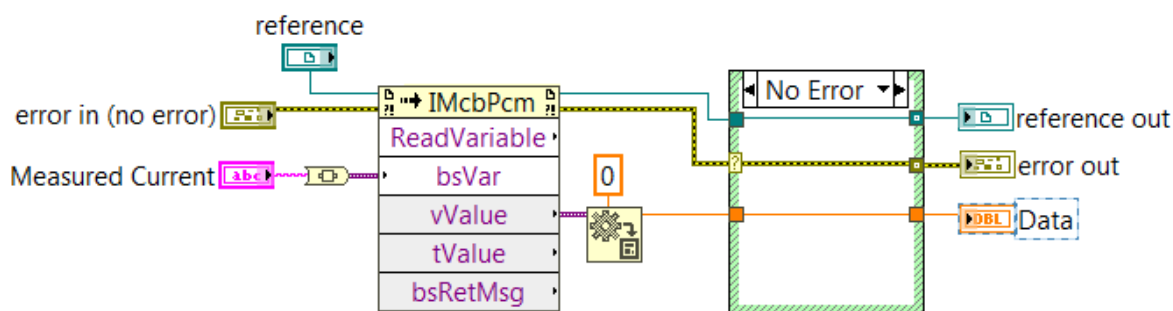


Obr. 34 Ukázka vytvořeného přístrojového ovladače pro spínaný zdroj

Pro komunikaci s programem FreeMASTER, jak již bylo zmíněno, slouží ActiveX technologie, pro ukázkou zde budou popsány dva typy využití knihovny IMcbPcm, a to pro vyčítání a zapisování dat.

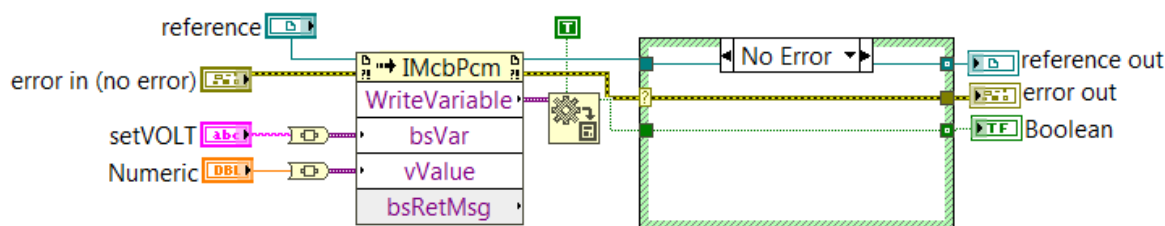
Kontejner ActiveX pro vyčítání dat využívá funkci ReadVariable, což je funkce pro čtení hodnot z proměnné definované programem FreeMASTER. Tato funkce obsahuje dále argumenty. Prvním je argument bsVar, což je textový řetězec s názvem proměnné, kterou chceme vyčítat. Dalším argumentem je vValue, který vrací numerické zobrazení proměnné bsVar. Další argumenty nejsou v tomto případě využity.

Kontejner pracuje s daty typu variant, tudíž při propojení konstanty typu textový řetězec s argumentem bsVar je potřeba využít funkce To Variant, která umožňuje převod z jakýchkoliv typů dat. Knihovna IMcbPcm musí mít pro správnou funkčnost připojenou vstupní a výstupní referenci. Je také výrazně doporučeno připojovat i chybový vstup a výstup pro lepší přehlednost o momentálním stavu programu. Z argumentu vValue vystupují data typu variant a jsou pomocí bloku Variant To Data převedeny na potřebný typ dat, který si lze manuálně zvolit. Jak reference, chybový výstup a data jsou připojeny přes chybové okno, takže v případě nesprávného vyčtení se vypíše chybová hláška a data nebudou zobrazena. Podprogram může pracovat samostatně nebo může být propojen sekvenčně s dalšími kontejnery.



Obr. 35 Ukázka kódu pro vyčtení proměnné pomocí ActiveX

V případě nastavování proměnných je opět využit kontejner ActiveX s knihovnou IMcbPcm, avšak je využita jiná funkce, a to WriteVariable, což je funkce, která zapisuje hodnotu do proměnné definované v programu FreeMASTER. Opět je využit argument bsVar a vValue, tentokrát se ale zapisuje do registrů a návratová pravdivostní hodnota je pouze true nebo false, pokud je hodnota nastavena úspěšně, tak se rozsvítí LED dioda, která indikuje zapsání hodnoty a zároveň se do indikátoru textového řetězce запиše text, že byla hodnota nastavena. Podprogram opět může pracovat samostatně i jako součásti dalšího programu.



Obr. 36 Ukázka kódu pro nastavení proměnné pomocí ActiveX

## 6.4. Testování navrženého SW v kombinaci s navrženým HW

Pro názornou ukázkou, jak může fungovat celkové propojení LabVIEW a MCU byl realizován ukázkový program. Základním stavebním kamenem jsou dvě WHILE smyčky, které slouží jako producent a konzument smyčky.

První smyčka (producent) obsahuje uživatelské rozhraní. Stará se o obsluhu všech kontrolních prvků souvisejících s během programu. Druhá smyčka obsahuje veškeré podprogramy, které jsou umístěny v CASE struktuře. Producent smyčky reaguje na změny provedené na uživatelském panelu a podle těchto změn vysílá požadavky do konzument smyčky.

Při spuštění programu probíhá inicializace, kde jsou všechny indikátory, grafy a kontroly navráceny do defaultního stavu. Zároveň probíhá inicializace komunikace s programem FreeMASTER a MCU. Při zmáčknutí tlačítka Start přejde program do druhé smyčky pro nastavování parametrů, pro umožnění nastavení hodnot ještě před spuštěním a vyčítáním dat z mikrokontroléru.

Po nastavení požadovaných hodnot a spuštění odpočítávání sekund se program přesouvá do konzument smyčky. Při vyčítání dat se zároveň začínají odečítat sekundy od sekund spuštěných po inicializaci, aby osa x odpovídala reálnému času. Ve smyčce pro čtení dat se vyčítají všechny definované parametry do indikátorů a grafů (napětí, proud, teplota). Smyčka obsahuje tzv. flat sekvenci, takže se jednotlivé činnosti v této case struktuře provádějí postupně. Nejprve probíhá vyčítání hodnot do indikátorů a zapisování dat do grafu, následuje 100 ms zpoždění. Toto zpoždění je potřebné pro správný zápis dat do graf. Poté následuje smyčka kontroly, zda uživatel nestiskl tlačítko pro načtení dat do grafu, v případě, že ano program přechází k funkci pro načtení dat do grafu. V případě, že uživatel stiskne tlačítko pro ukládání dat, data z grafů jsou uložena do souboru typu .CSV a jsou připravena pro další možnost zpracování. V případě korektně proběhlého uložení dat program pokračuje dále ve vyčítání dat.



K programu byl vytvořen uživatelský panel, který slouží k obsluze vytvořeného programu. Uživatelský panel je přehledně rozčleněn do jednotlivých bloků, a to indikace správně proběhlé komunikace pomocí LED diod, nastavení parametrů (výstupního napětí a proudu), omezení nastavených parametrů a obsahuje také tlačítko start pro spuštění vyčítání dat.

Uprostřed rozhraní se nachází dva grafy pro reálné vyobrazení výstupního napětí a proudu v závislosti na čase, osa Y je velikost amplitud jednotlivých signálů, buďto v jednotkách ampér nebo volt a osa X je časový indikátor v sekundách, kdy jedna sekunda odpovídá jednomu dílku z grafu.

Napravo se nachází indikátory s měřenými parametry, kterými jsou napětí na bulk kondenzátorech, pro kontrolu dostatečného napájecího zdroje ze sítě. Dále výstupní napětí, výstupní proud a teplota na chladiči na sekundární straně měniče. Program také umožňuje ukládání dat z obou grafů, o které je postaráno pomocí bloku uložit či otevřít data do grafu. Je tudíž umožněno nejen ukládat data načtená v grafech a jejich historii, ale i načíst již změřená data a analyzovat je pomocí kurzoru v grafu.



Obr. 37 Uživatelské rozhraní vytvořeného programu



## Závěr

Cílem této diplomové práce bylo navrhnout a realizovat spínaný napájecí zdroj s možností digitálního řízení a automatizovaného ovládání. V práci je obsažena jak realizace hardwarové, tak i softwarové části.

Pro pochopení dané problematiky bylo potřeba nastudovat základní teoretické principy jednočinného propustného měniče a digitálního řízení. Tato témata byla stručně vysvětlena v prvních třech kapitolách.

Prvním krokem při návrhu a realizaci hardwarové části byl výběr konstrukčního typu jednočinného propustného měniče. Po zohlednění zadaných požadavků (60 V/ 10 A) byl vybrán jednočinný propustný můstkový měnič, jelikož je vhodný pro výkony nad 100 W. Realizaci hardwarové části předcházely výpočty základních obvodových součástek, viz kapitola 4. Po vytvoření desky plošných spojů byla provedena různá testování a dimenzování součástek pro dosažení, co nejlepší účinnosti. Testováním byla potvrzena funkčnost celkového zapojení.

V další fázi byla vytvořena digitální zpětná vazba pro možnost digitální regulace spínaného zdroje. Pro digitální regulaci byl vybrán mikrokontrolér dsPIC33EP64GS506, jehož parametry jsou pro využití v tomto případě dostačující. Mikrokontrolér byl umístěn na další desku plošných spojů a se spínaným zdrojem byl propojen pomocí konektoru. Program pro regulaci byl vytvořen pomocí software MPLAB X IDE. Pro regulaci byl využit PI regulátor. Kvůli zadaným výstupním parametrům bylo potřeba ručně vinout, jak převodní transformátor, tak primární a sekundární cívku. Z tohoto důvodu, a také z důvodu celkového vlastního návrhu celé DPS, by bylo velmi náročné zjistit matematický model soustavy, tudíž bylo pro zvolení regulačních konstant využito empirické metody. Funkčnost digitální regulace spínaného zdroje byla poté ověřena a zdokumentována, viz kapitola 5.

Dále byl pomocí software LabVIEW vytvořen přístrojový ovladač k tomuto zařízení, pomocí kterého lze dále vytvářet různorodé programy. Pro ukázkou byl vytvořen také program pro automatizované ovládání navrženého spínaného zdroje, pomocí kterého lze nastavovat a vyčítat parametry (napětí, proud, teplota). Byly vytvořeny také dva grafy pro reálné zobrazení výstupního napětí a proudu. Komunikace LabVIEW a mikrokontroléru byla zajištěna pomocí software FreeMASTER a program umožňuje i sběr dat.

Výsledným spojením spínaného napájecího zdroje, digitální zpětné vazby a automatizovaného řízení pomocí software LabVIEW, vzniklo zařízení s potenciálem využití při různých laboratorních měřeních. Vzhledem k dynamickému rozvoji Průmyslu 4.0 je zařízení také příspěvkem do tohoto odvětví, kde se neustále zvyšují požadavky na možnosti automatizovaného ovládání. Oproti analogové regulaci zde byla při využití digitální regulace výhoda v implementaci řídicích a regulačních algoritmů. Regulační algoritmus využívající PI regulátor může být do budoucna rozšířen i o derivační složku. Při realizaci této diplomové práce byl však zmíněný PI regulátor dostačující. Pro budoucí využití je zde díky naprogramovanému přístrojovému ovladači také možnost vytváření různých programů pomocí LabVIEW, které mohou usnadnit zařazení zařízení do informačního měřicího řetězce. Díky využití programu FreeMASTER pro komunikační propojení LabVIEW a MCU bude také jednoduchá možnost přeprogramování na jiné typy procesorů, což zvyšuje variabilitu celkového programu.

## Zdroje

- [1] NOVOTNÝ, Vlastislav. *Napájení elektronických zařízení*. Vyd. 2. Brno: Vysoké učení technické, 2000. Učební texty vysokých škol. ISBN 80-214-1737-4
- [2] BROWN, Marty. *Power supply cookbook*. 2nd ed. Boston: Newnes, c2001. ISBN 075067329X
- [3] IBRAHIM, Dogan. *Microcontroller based applied digital control*. Hoboken, NJ: John Wiley, c2006. ISBN 9780470863350
- [4] *Microchip* [online]. 1998 [cit. 2017-02-14]. Dostupné z: <http://www.microchip.com>
- [5] ERTUGRUL, Nesimi. *LabVIEW for electric circuits, machines, drives, and laboratories*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, c2002. ISBN 0130618861
- [6] BITTER, Rick., Taqi. MOHIUDDIN a Matt. NAWROCKI. *LabVIEW advanced programming techniques*. 2nd ed. Boca Raton, FL: CRC Press/Taylor & Francis Group, c2007. ISBN 9780849333255
- [7] ZÁPECA, Jan. *Spínaný zdroj s digitální řídicí smyčkou* [online]. Brno, 2012 [cit. 2017-12-29]. Dostupné z: [https://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=53716](https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=53716). Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Roman Štuler.
- [8] SUTTO, Thierry. *2 Switch-Forward Current Mode Converter* [online]. , 22 [cit. 2017-12-29]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND8373-D.PDF>
- [9] Fischerelektronik. *Fischerelektronik* [online]. Německo [cit. 2018-01-01]. Dostupné z: [http://www.fischerelektronik.de/web\\_fischer/en\\_GB/heatsinks/A01/Standard%20extruded%20heatsinks/PR/SK454\\_/index.xhtml](http://www.fischerelektronik.de/web_fischer/en_GB/heatsinks/A01/Standard%20extruded%20heatsinks/PR/SK454_/index.xhtml)
- [10] FCH20N60. *Farnell* [online]. 2007 [cit. 2018-01-01]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/13091.pdf>
- [11] STTH20L03C: High frequency secondary rectifier. *Mouser* [online]. [cit. 2018-01-02]. Dostupné z: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/f8/a1/c0/37/a2/4e/4c/11/DM00053149.pdf/files/DM00053149.pdf/jcr:content/translations/en.DM00053149.pdf>
- [12] UCC2742x Dual 4-A High Speed Low-Side MOSFET Drivers With Enable. *Mouser* [online]. 2015 [cit. 2018-01-02]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc27425.pdf>
- [13] Ferrites and accessories. *TDK* [online]. 2013 [cit. 2018-01-03]. Dostupné z: [https://product.tdk.com/info/en/documents/data\\_sheet/etd\\_44\\_22\\_15.pdf](https://product.tdk.com/info/en/documents/data_sheet/etd_44_22_15.pdf)

- [14] 860040878008-1078186. *Mouser* [online]. Německo, 2014 [cit. 2018-01-03]. Dostupné z: <http://www.mouser.com/ds/2/445/860040878008-1078186.pdf>
- [15] MUR160. *Diodes* [online]. [cit. 2018-01-03]. Dostupné z: <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/ds30112.pdf>
- [16] 760301301. *Würth elektronik* [online]. Německo, 2013 [cit. 2018-01-04]. Dostupné z: <http://katalog.we-online.de/pbs/datasheet/760301301.pdf>
- [17] STTH2003. *Mouser* [online]. 2015 [cit. 2018-01-04]. Dostupné z: <http://www.mouser.com/ds/2/389/stth2003-956882.pdf>
- [18] MBRF40250TG. *On Semiconductor* [online]. 2016 [cit. 2018-01-04]. Dostupné z: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/MBR40250-D.PDF>
- [19] DC to DC Converters. *Nptel.ac.in* [online]. Kharagpur [cit. 2018-03-18]. Dostupné z: [http://www.nptel.ac.in/courses/Webcourse-contents/IIT%20Kharagpur/Power%20Electronics/PDF/L-23\(DP\)\(PE\)%20\(\(EE\)NPTEL\).pdf](http://www.nptel.ac.in/courses/Webcourse-contents/IIT%20Kharagpur/Power%20Electronics/PDF/L-23(DP)(PE)%20((EE)NPTEL).pdf)
- [20] SYNKULE, Stephan, Lukas HEINZLE a Florian HÄMMERLE. Smart Measurement Solutions ® Bode 100 - Application Note. *www.omicron-lab.com* [online]. 2018 [cit. 2018-04-09]. Dostupné z: [https://www.omicron-lab.com/fileadmin/assets/application\\_notes/DC\\_DC\\_Stability/App\\_Note\\_DC\\_DC\\_Stability\\_V3\\_3.pdf](https://www.omicron-lab.com/fileadmin/assets/application_notes/DC_DC_Stability/App_Note_DC_DC_Stability_V3_3.pdf)

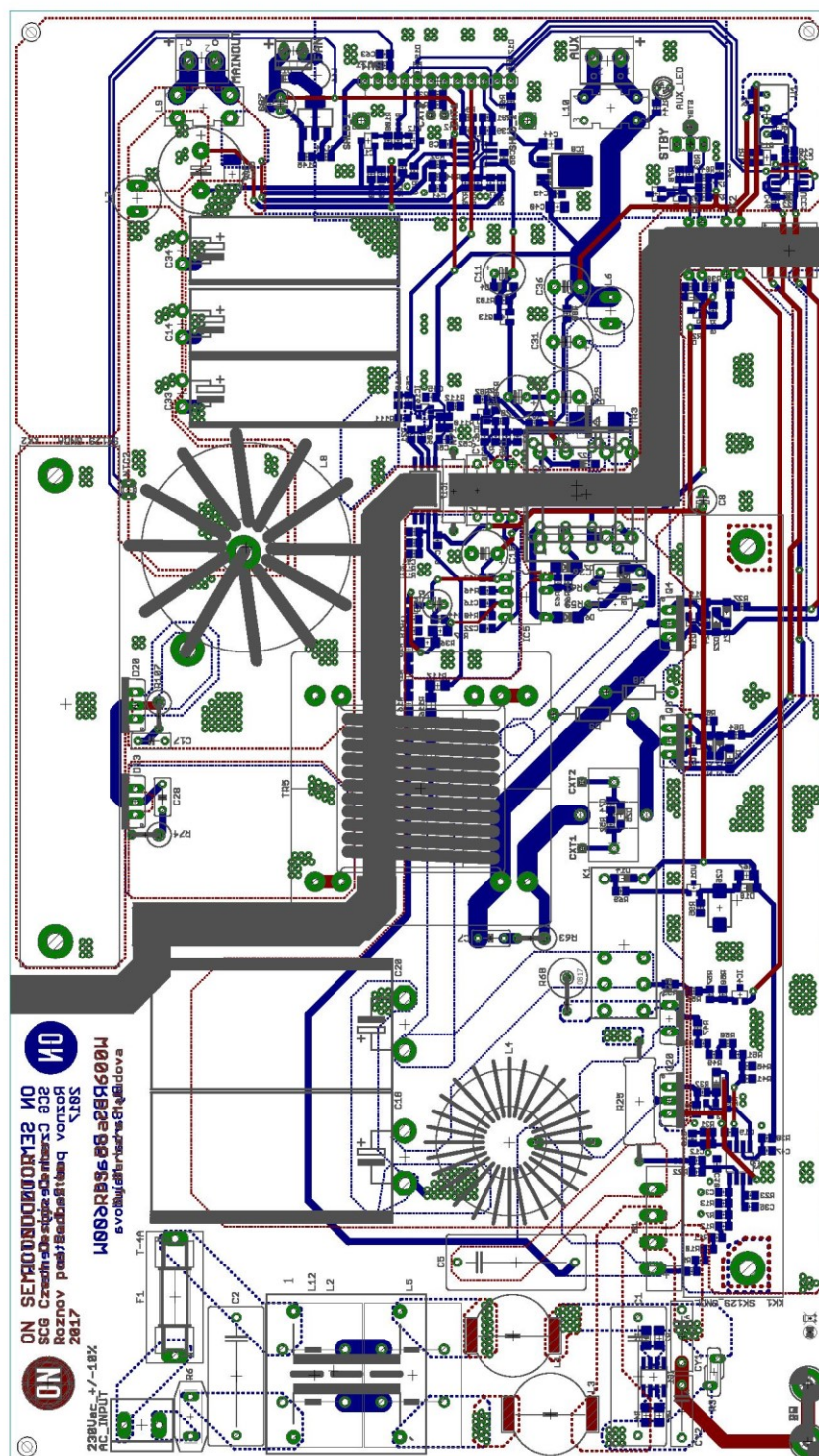
## Seznam příloh

Příloha 1 Obsah přiloženého CD.....	56
Příloha 2 DPS spínaného zdroje s vyobrazením obou vrstev veškerých cest a součástí .....	57
Příloha 3 Osazovací výkres spínaného zdroje, TOP vrstva.....	58
Příloha 4 Osazovací výkres spínaného zdroje, BOTTOM vrstva .....	59

***Příloha 1*** Obsah přiloženého CD

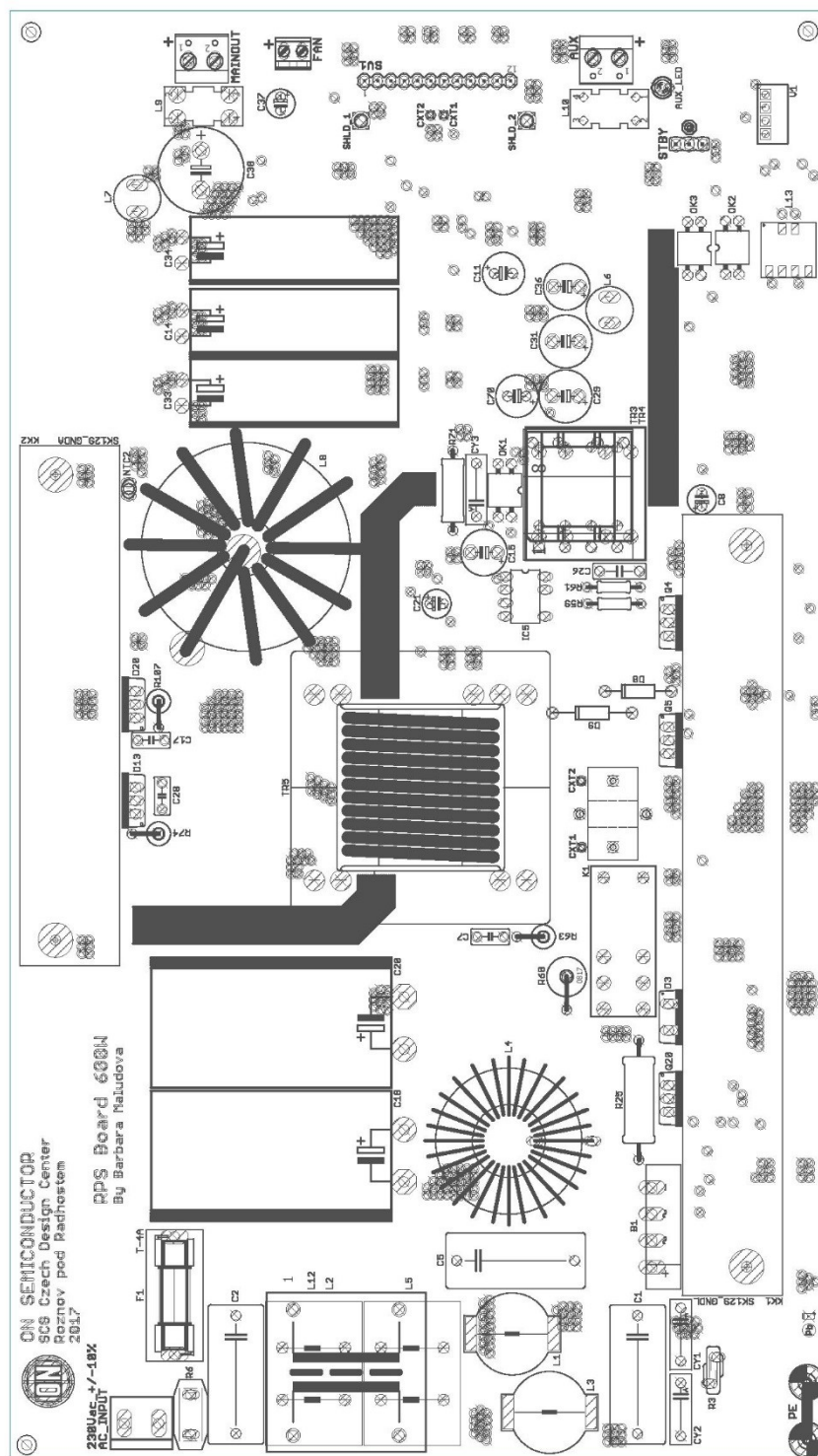
1. Vytvořený program pro regulaci spínaného zdroje (v MPLAB X IDE, .zip)
2. Vytvořený program pro automatizované ovládání spínaného zdroje (v LabVIEW, .zip)
3. Schéma celkového zapojení spínaného zdroje bez MCU (.jpg)
4. Schéma zapojení MCU (.jpg)
5. Diplomová práce (MAL0204\_FEI\_N2649\_2612T041\_2018.pdf)

*Příloha 2* DPS spínaného zdroje s vyobrazením obou vrstev veškerých cest a součástek



02.01.2018 10:57 f=0.70 C:\Users\barba\Desktop\DP\_1\Zdroj\_v1.12.brd

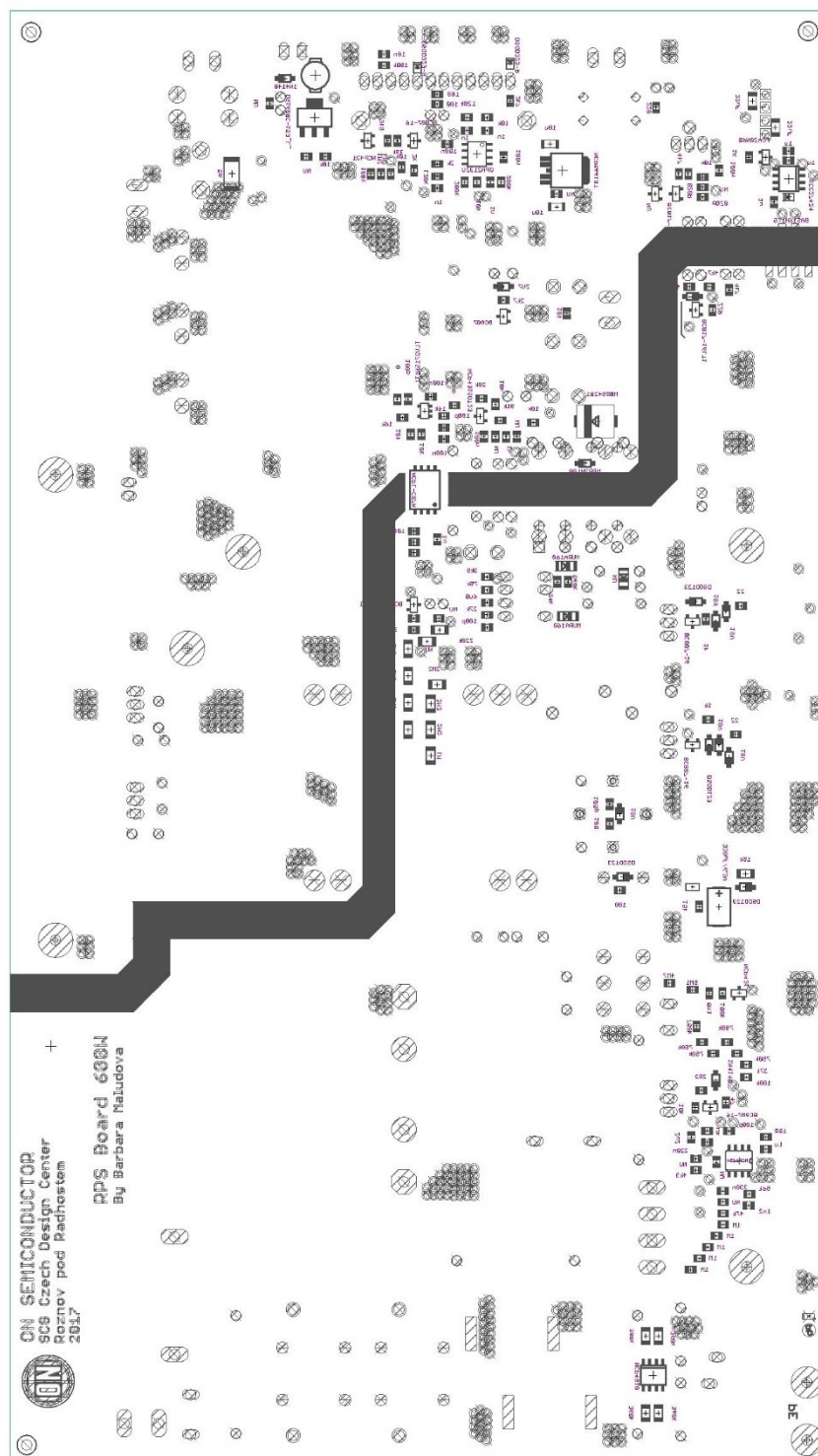
**Příloha 3** Osazovací výkres spínaného zdroje, TOP vrstva



02.01.2018 11:02 f=0.70 C:\Users\barba\Desktop\DP\_1\Zdroj\_v1.12.brd



**Příloha 4** Osazovací výkres spínaného zdroje, BOTTOM vrstva



02.01.2018 11:04 f=0.70 C:\Users\barba\Desktop\DP\_1\Zdroj\_v1.12.brd